

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux et Systèmes de Télécommunication

**Par** :

KAHLOUNE Ouafa

MESMOUDI Wafaa

**Sujet**

**Réseaux d'Antennes TWA SIW à Haut Gain**

Soutenu publiquement, le 02 / 07 /2019 , devant le jury composé de :

Mme M.MELIANI	Professeur	Univ. Tlemcen	Présidente
Mr M.ABRI	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mme H.BADAOU	Maitre de conférences (A)	Univ. Tlemcen	Examinatrice

## *Dédicace*

*A mes très chers parents*

*Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce qu'ils méritent pour tous les sacrifices qu'ils n'ont cessés de me donner depuis ma naissance. Que dieu leurs procure bonne santé et longue vie.*

*A mes frères et sœurs*

*Zinou, Fethallah, Mimi qui sont restés patients avec moi durant cette période intense. Surtout à Hanane, pour m'avoir chaque jour soutenu à travers les hauts et les bas de la vie. Sans oublier mes neveux Nazim et Anis.*

*A ma meilleure amie Sawsene qui a été toujours avec moi. Je laisse ma dernière dédicace pour mon ami et fiancé pour son aide et soutien. Merci d'être à mes côtés.*

**Je** dédié ce travail aux êtres les plus chers du mon cœur :

*A Mon cher père*

**Aucune dédicace, ne saurait exprimer mon grand respect, et ma reconnaissance pour les sacrifices que tu as consentis pour mon éducation .J'implore dieu le tout puissant de vous accorder bonne santé, longue vie.**

*A la mémoire de ma chère mère*

**. Je ne saurais exprimer mon grand chagrin en ton absence .J'aurais aimé que tu sois à mes côtés ce jour, que ce travail soit une fierté pour toi .Puisse dieu puissant l'avoir en sainte miséricorde**

*A mes sœurs et mes frères*

**Ames chères sœurs et leurs enfants et mon frère, sa femme et ses enfants, que le dieu puissant vous donne de santé, bonheur, courage et surtout réussite.**

*A mes amies et mes profs*

**A toutes mes amies de près ou de loin, mes amies dans l'académie, dans l'association « شموع تلمسان ». A mes profs, a toute personne qu'elle ma encouragé depuis que j'ai commencé.**

**OUAFA**

## Remerciements

Nous remercions Dieu tout puissant pour la santé, la sagesse et le réconfort qu'il nous a donné afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Nous remercions tout spécialement notre directeur de recherche, Mr **ABRI MEHADJI** Professeur à l'université de Tlemcen, pour son support, sa patience et ses encouragements tout au long de ce projet ainsi que la confiance qu'il nous a témoigné.

Nous remercions chaleureusement tous les membres du jury d'avoir accepté de participer à cette soutenance, nous ont fait l'honneur d'évaluer et d'examiner notre travail et pour le temps qui ont perdu pour lire ce mémoire.

Madame **M.MELIANI**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour l'honneur de présider les jurys.

Madame **H.BADAOU**I, Maître de Conférences « A » à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de juger ce mémoire de master.

On terminera par un merci à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce rapport. Merci à tous.



# LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES ACRONYMES

EM : Électromagnétique.

OEM : L'onde électromagnétique

$\vec{E}$  : Vecteur d'intensité du champ électrique.

$\vec{H}$  : Vecteur d'intensité du champ magnétique.

TE : Transverse électrique.

TM : Transverse Magnétique.

TEM : Transverse électromagnétique

dB : Décibel.

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

SIW: Substrate Integrated Wave guide

CST: Computer Simulation Technology

TWA: Traveling Wave Antenna

ULB : Ultra Large Bande.

## *Résumé*

Afin de répondre aux besoins croissants de communication pour les systèmes hyperfréquences, il est nécessaire d'introduire des antennes de taille compacte et à gain élevé.

C'est dans ce contexte que nous présentons une antenne TWA alimentée par la technologie SIW transformée en réseau d'antenne alimenté avec un diviseur de puissance, dont l'objectif de concevoir et simuler, à l'aide du logiciel de Simulation Microwave studio, les performances de ce réseau d'antenne dans la bande C, en effet, nous comparons les résultats et les gains obtenus et nous effectuons une comparaison entre les différents types d'alimentation.

### **Mots clé :**

Réseaux d'antenne TWA, technologie SIW, CST Microwave studio, gain élevé.

## **Abstract**

In order to meet growing needs of communication for hyperfrequency systems, it is necessary to introduce antennas with compact size and high gain.

It is in this context that we present a TWA antenna powered by SIW technology transformed into antenna arrays fed with a power divider, whose objective to design and simulate, by using the Microwave studio simulation software, the performance of this antenna arrays in the c band, indeed, we compare the results and the gains obtained and we make a comparison between different types of power supply.

### **Keywords:**

Networks of TWA antennas, SIW technology, CST Microwave Studio, Height gain.

## **ملخص**

من أجل تلبية الاحتياجات المتزايدة للاتصالات بالنسبة لأنظمة الميكروويف ، من الضروري إدخال هوائيات مدمجة وعالية الكسب.

في هذا السياق ، نقدم الهوائي TWA المدعوم بتقنية SIW و الذي سيتحول إلى شبكة هوائي يتم تغذيته بمقسم قدرة ، هدفه تصميم ومحاكاة أداء شبكة الهوائي هذه في النطاق C ، باستخدام برنامج محاكاة استوديو الميكروويف ، كما سوف نقوم بمقارنة النتائج والمكاسب التي تم الحصول عليها ونجري مقارنة بين أنواع مختلفة من إمدادات الطاقة.

الكلمات الرئيسية :

شبكات الهوائي TWA ,تكنولوجيا SIW, برنامج استوديو الميكروويف CST , الكسب العالي .

# Table des matières

Dédicace.....	I
Remerciement.....	III
Résumé.....	IV
Liste des Abréviations et des Acronymes .....	V
Liste des Figures.....	VI
Liste des Tableaux.....	IX
Introduction Générale.....	1

## **Chapitre I : Généralités sur les antennes et la technologie SIW**

I.1. Introduction.....	2
I.2. Généralité sur les antennes .....	3
I.2.1. Fonctionnement d'une antenne .....	3
I.2.2. Longueur d'onde .....	4
I.2.3. Courant dans une antenne .....	5
I.2.4. Que rayonne une antenne ? .....	6
I.2.5. Le modèle animé de l'onde radio .....	6
I.2.6. Critères de choix d'une antenne.....	7
I.2.6.1. Fréquence de travail.....	7
I.2.6.2. Directivité .....	8
I.2.6.3. Gain .....	9
I.2.6.4. Impédance.....	10
I.2.6.5. Puissance.....	10
I.2.7. Types de représentation.....	11
I.2.8. Le rayonnement d'une antenne isotope .....	12
I.2.9. Équations de Maxwell .....	13
I.3. La technologie des guides d'ondes .....	15
I.3.1. Un seul conducteur (Technologie volumique).....	15
I.3.1.1. Mode de propagation.....	17
I.3.1.2. Pourquoi est-il important de connaître les modes qui se propagent?.....	17
I.3.1.3. Equations d'ondes .....	17
I.3.1.4. Solutions générales.....	19

I.3.1.4.1.	Mode TE.....	19
I.3.1.4.2.	Mode TM .....	21
I.3.1.4.3.	Mode TEM : .....	22
I.3.1.5.	Comment calculer les paramètres du guide ? .....	22
I.3.1.5.1.	Fréquence de coupure.....	22
I.3.1.5.2.	Atténuation .....	23
I.3.1.5.3.	Impédance d'onde.....	24
I.3.2.	Deux conducteurs (technologie planaire).....	25
I.3.2.1.	Introduction.....	25
I.3.2.2.	Les différents types de technologie planaire .....	25
I.3.2.2.1.	La ligne à microruban .....	25
I.3.2.2.2.	La ligne coplanaire .....	28
I.3.2.2.3.	La ligne Triplaque.....	31
I.4.	Technologie du guide d'onde intégré au substrat SIW .....	33
I.4.1.	Introduction.....	33
I.4.2.	Le départ de la technologie SIW .....	33
I.4.3.	Les caractéristiques de propagation de la technologie SIW.....	35
I.4.4.	Topologies de la technologie SIW .....	38
I.4.4.1.	Circuits passifs SIW .....	38
I.4.4.2.	Les circuits actifs SIW.....	38
I.4.4.3.	Les antennes SIW.....	39
I.4.4.3.1.	Antenne cornet (Horn antenna) .....	40
I.4.4.3.2.	Antenne à cavité résonante.....	40
I.4.4.3.3.	Antenne à onde progressive (TWA) .....	40
I.4.4.3.3.1.	Définition .....	40
I.4.4.3.3.2.	Les différentes catégories d'une TWA .....	40
I.4.4.3.3.3.	Structure d'une antenne à ondes progressive .....	41
I.4.4.3.3.4.	Caractéristique de rayonnement .....	42
I.4.4.3.3.5.	Domaines d'application .....	43
I.4.4.3.3.6.	Avantage et inconvénient.....	43
I.4.4.3.3.7.	Exemple d'application .....	44
I.5.	Tableau de comparaison.....	46
I.6.	Conclusion.....	<b>47</b>



## ***Chapitre II : Conception et Simulation de des guides SIW en bande S et C***

II.1. Introduction.....	48
II.2. Logiciel CST .....	48
II.2.1. Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio .....	49
II.3. Condition d'adaptation.....	50
II.4. Les paramètres S .....	51
II.5. Application au bande S et C.....	52
II.5.1. Bande C.....	52
II.5.2. Bande S.....	52
II.6. Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande C et S .....	54
II.6.1. Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande S .....	54
II.6.2. Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande C.....	55
II.7. Résultat des simulations sans taper .....	55
II.7.1. En bande S .....	55
II.7.2. En bande C.....	56
II.8. Problématique.....	56
II.9. Adaptation.....	57
II.10. Conception de guide SIW avec taper en bande S .....	59
II.11. Conception de guide SIW avec taper en bande C .....	60
II.12. Résultat de simulation avec taper .....	60
II.12.1. En bande S .....	60
II.12.2. En bande C.....	61
II.13. Conclusion.....	62

## ***Chapitre III : Conception et Simulation d'un réseau d'antenne TWA***

III.1. Introduction.....	63
III.2. Antenne à onde progressive à base de substrat intégré (TWA).....	63
III.2.1. Géométrie .....	63
III.2.2. Paramètres utilisés .....	64
III.2.3. Résultats de simulation .....	65
III.2.3.1. Géométrie en bande S .....	65
III.2.3.1.1. Distribution du champ en bande S.....	67
III.2.3.1.2. Diagramme de rayonnement.....	67
III.2.3.2. Géométrie en bande C.....	68
III.2.3.2.1. Distribution du champ en bande S.....	69

III.2.3.2.2.	Diagramme de rayonnement.....	70
III.3.	Antenne TWA SIW proposée .....	71
III.3.1.	Géométrie proposée.....	71
III.3.2.	Paramètres utilisés .....	72
III.3.3.	Résultats de simulation .....	72
III.3.3.1.	Etude paramétrique.....	72
III.3.3.1.1.	Distribution du champ .....	74
III.3.3.1.2.	Diagramme de rayonnement.....	75
III.4.	Diviseur de puissance .....	77
III.4.1.	Définition.....	77
III.4.2.	Structure de diviseur de puissance 1x2 .....	77
III.4.3.	Distribution du champ électrique .....	78
III.5.	Réseau d'antenne TWA 1x2 en SIW .....	79
III.5.1.	Définition d'un réseau d'antennes .....	79
III.5.2.	Conception d'un réseau d'antennes TWA en bande C sous CST.....	80
III.5.3.	Distribution du champ électrique.....	81
III .5.4.	Diagramme de rayonnement .....	82
III.6.	Diviseur de puissance 1x4.....	83
III.6.1.	Structure d'un diviseur de puissance 1x4 .....	83
III.6.2.	Distribution du champ .....	84
III.7.	Réseau d'antennes 1x4 en SIW .....	84
III.7.1.	Structure d'un diviseur de puissance 1x4 .....	84
III.7.2.	Distribution du champ .....	85
III.7.3.	Diagramme de rayonnement.....	86
III.8.	Etude comparative .....	87
III.9.	Conclusion.....	88
	Conclusion Générale .....	89
	Bibliographie.....	90

# Liste des Figures

Figure I.1. Le rôle d'une antenne.....	3
Figure I.2. La Longueur d'onde d'une antenne.....	4
Figure I.3. La circulation d'un courant dans une antenne.....	5
Figure I.4. Le rayonnement d'une antenne.....	6
Figure I.5. Propagation d'onde radio.....	7
Figure I.6. Bande passante d'une antenne.....	7
Figure I.7. Les diagrammes de directivité.....	9
Figure I.8. Caractéristiques d'une antenne, et (b) son modèle photographique.....	11
Figure I.9.Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.....	12
Figure I.10. Le rayonnement d'une antenne isotrope.....	13
Figure I.11: Différentes structures de guides d'ondes.....	15
Figure I.12. Un guide rectangulaire.....	16
Figure I.13. Un guide circulaire.....	16
Figure I.14.Direction du champ électrique et magnétique.....	17
Figure I.15. Ordre d'apparition des modes de propagation pour un guide d'onde circulaire.....	23
Figure I .16 . Ligne microruban.....	25
Figure I .17. La propagation dans une ligne microruban.....	26
Figure I .18 .Les types de pertes dans une ligne microruban.....	27
Figure I .19. Ligne coplanaire.....	28
Figure I.20. La ligne coplanaire classique.....	28
Figure I.21. Guide d'onde coplanaire avec un plan de masse(CPWG).....	29
Figure I.22. (a). La géométrie d'une ligne coplanaire.....	29
Figure I.23. (b). Distribution des champs électriques et magnétiques d'une onde quasi-TEM.....	30
Figure I.24. Structure d'une ligne triplaque.....	31
Figure I.25. Une section transversale d'une ligne triplaque.....	31
Figure I.26.La distribution des champs électriques et magnétiques d'une onde TEM.....	32
Figure I.27. Contribution à la modélisation des structures SIW.....	34
Figure I.28. (a) et (b) Structure d'un guide d'onde intégré au substrat.....	35
Figure I.29 .Mode de propagation en technologie SIW .....	37
Figure I.30. Exemples de circuits passifs, (a)filtre passe bande, (b) coupleur SIW, (c)guide rectangulaire SIW,(d) duplexeur SIW.....	38
Figure I.31. Exemples des circuits actifs, (a)oscillateur SIW (b) amplificateur SIW .....	39

Figure I.32. topologies des antennes : (a) AL TSA, (b), antenne cornet, (c) antenne à fuites, réseau d'antenne.....	39
Figure I.33. (a) fil au-dessus du sol et son diagramme de rayonnement (b) sources et images équivalentes.....	43
Figure I. 34 .Coupe transversale du guide d'onde plat fendu.....	44
Figure I .35. (a) antenne à ondes fuite avec un seul port, et avec deux ports (b)[].....	45
Figure I.36. (a) Paramètres S mesurés et simulés de l'antenne à 2 ports, (b) pertes totales.....	45
Figure I.37. Diagramme de rayonnement simulé à $f=19\text{GHz}$ .....	46
Figure II.1. CST MICROWAVE STUDIO.....	49
Figure II.2. Une ligne de transmission adaptée.....	50
Figure II.3. Répartition des bandes de fréquences en télécommunication.....	53
Figure II.4. Structure du guide SIW opérant dans la bande S sous CST.....	54
Figure II.5. Structure du guide SIW opérant dans la bande C sous CST.....	55
Figure II.6. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande S.....	55
Figure II.7. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.....	56
Figure II.8. La transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec un taper.....	57
Figure II.9. Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres.....	58
Figure II.10. Structure du guide SIW opérant dans la bande C après adaptation.....	59
Figure II.11. Structure du guide SIW opérant dans la bande S après adaptation.....	60
Figure II.12. Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW dans la bande S.....	60
Figure II.13. Distribution du champ électrique dans le guide SIW.....	61
Figure II.14. Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW dans la bande C.....	61
Figure II.15. Distribution du champ électrique dans le guide SIW.....	62
Figure .III.1. Géométrie d'une antenne TWA, (a) (vue perceptif), (b) vue face.....	64
Figure. III.2. Représentation L'antenne TWA en bande S.....	66
Figure. III.3. Coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence pour une antenne TWA à base de substrat en bande S.....	66
Figure .III.4. La distribution du champ du l'antenne TWA.....	67
Figure III.5. (a) Diagramme de rayonnement, (b) gain.....	68
Figure. III.6. représentation du l'antenne TWA antipodale en bande C.....	68
Figure III .7. Coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence pour une antenne TWA à base de substrat en bande C.....	69

Figure III .8. La distribution du champ de l'antenne TWA en bande S.....	69
Figure III.9. Diagramme de rayonnement, (a) en 3D, (b) en polaire.....	70
Figure III .10 . Géométrie de l'antenne TWASIW (a) en perspective ,(b) en vue front.....	71
Figure .III.11. Géométrie de l'antenne tout en effectuant les bonnes variations.....	73
Figure .III.12. Coefficient de réflexion S11 obtenu (b) après et (a) avant les variations effectuées.....	73
Figure .III.13. Distribution du champ dans l'antenne TWASIW.....	74
Figure. III.14. La représentation du gain en bande C, (b) son gain.....	75
Figure. III.15. La représentation du gain simulé pour l'antenne en bande C, (b) son gain.....	75
Figure. III.16. Structure d'un diviseur de puissance 1x2, (a) vue front, (b) vue perspective...	78
Figure. III.17. Paramètres S de diviseur de puissance 1x2.....	78
Figure. III.18. Paramètres S de diviseur de puissance 1x2.....	79
Figure. III.19. Concept d'un réseau d'antenne.....	80
Figure. III.20. Structure d'un réseau d'antennes TWA SIW.....	80
Figure. III.21. Paramètres S de réseau TWASIW.....	81
Figure. III.22. Distribution du champ E de réseau TWASIW.....	81
Figure. III.23. (a) Diagramme de rayonnement de réseau TWA SIW ; (b) Gain.....	82
Figure. III.24. géométrie d'un diviseur de puissance 1x4.....	83
Figure. III.25. Paramètres S d'un diviseur de puissance 1x4 .....	83
Figure.III.26. La distribution du champ électrique dans un diviseur de puissance 1x4.....	84
Figure. III.27. Géométrie de réseau d'antennes TWA à base de SIW.....	84
Figure. III.28. Paramètres S de réseau d'antennes TWA (1x4).....	85
Figure. III.29. Distribution du champ de réseau d'antennes TWA (1x4) .....	85
Figure. III. 30. (a) Diagramme de rayonnement de réseau TWASIW ; (b) Gain.....	86
Figure. III.31. Diagrammes de rayonnements pour les trois configurations.....	87

## *Liste des Tableaux*

Tableau I.1 atténuation d'un guide rectangulaire.....	24
Tableau I.2 atténuation d'un guide circulaire.....	23
Tableau I.3. Tableau de comparaison.....	46
Tableau II.1. Utilisation des bandes de fréquences en télécommunication [6].....	53
Tableau II.2. Les spécifications de guide SIW.....	54
Tableau II.3. Paramètres caractéristiques du taper d'un guide d'onde SIW.....	59
Tableau III.1. Paramètres du taper.....	64
Tableau III.2. Les dimensions du substrat.....	65
Tableau III.3. Dimensions du guide SIW.....	65

## Introduction générale

Une communication idéale, parfaite d'une bonne qualité était l'objectif à atteindre au bout des siècles passés, afin de répondre aux plusieurs besoins.

Dans ce cadre, plusieurs technologies ont été proposées. Le choix d'une technologie et de son procédé de fabrication est lié à la fonction à réaliser et au niveau d'intégration désiré.

Auparavant les circuits réalisés étaient lourds et leur conception était imposante mais ces dernières années, le cadre de recherche était consacré à l'étude d'une nouvelle technologie c'est la technologie de guides d'ondes intégrés au substrat SIW (Substrate Integrated Wave Guide). Elles permettent de répondre aux différents problèmes rencontrés sur les structures à base des différentes technologies (encombrement, difficulté en réalisation des composants) par l'augmentation de capacité de traitement de puissance, la réduction des pertes, la minimisation considérable en coût de fabrication de divers composants à haute fréquence à base de SIW tels que les coupleurs, les filtres, et les différents types d'antennes.

Dans ce contexte, nous présentons un travail qui est vraiment intéressant qui concerne la réalisation d'un réseau d'antennes TWA à base de SIW dont le gain est considérable.

Ce type d'antenne (les antennes à ondes progressives), a une grande utilisation dans diverses applications grâce à sa simplicité de fabrication et de réalisation, sa possibilité de se mettre en réseau, etc. ...

De ce fait l'objectif principal de ce mémoire consiste à démontrer la conception d'un réseau d'antennes de type TWA à base de SIW dont le gain résultant sera important.

Le premier chapitre présente la théorie de l'antenne d'une façon générale dont en introduisant ses caractéristiques, son mode de fonctionnement, ses propriétés, et les différentes technologies de propagation pour une onde EM (technologie guidée –planaire).

Le deuxième chapitre expose la méthode de conception de guide SIW dans les 2 bandes HF C et S dans lequel en présentant les résultats de simulation sous le logiciel CST.

Le troisième chapitre est consacré à la conception et l'analyse de réseau TWA SIW opérant en bande C et aux résultats trouvés dès qu'on applique la simulation.

Nous exposons tout d'abord la conception de réseau de 1x2, passant après à 1x4 en utilisant des diviseurs de puissances à base de SIW.

Finalement, une conclusion générale est présentée afin de d'élargir le sujet vers d'autres perspectives.

# **Chapitre I**

## **Généralités sur les antennes et la technologie SIW**



## I.1. Introduction

Au cours de ces dernières années, le besoin d'un transfert des données rapide a été augmenté par l'introduction de nouvelles structures et applications, dans le but de réaliser une telle communication convenable à la grande densité au niveau du nombre d'utilisateurs sur cette planète.

Prenons l'exemple d'une communication mobile dont il est nécessaire de disposer une antenne avec une meilleure performance. Des développements considérables ont été réalisés pour concevoir une telle structure d'antenne pour les communautés industrielles et académiques de télécommunication.

L'existence d'une telle application est spécifique à un circuit électronique associé. L'intégration et la miniaturisation et la réduction des coûts de ces circuits, en maintenant des circuits physiques acceptables, constituent des défis à la fois technologiques et de conception. Les circuits intégrés aux substrats (SIC, substrate integrated circuit) sont nés de l'alliance entre deux technologies : la technologie planaire, qui est d'un faible coût, mais présente des pertes importantes, et la technologie guidée qui présente un coût plus important, mais de faibles pertes. Cette association technologique correspond en fait à la réalisation de fonctions (filtres, coupleur, ligne..) en technologie guidée dans un substrat.

Dans ce chapitre, nous allons introduire des rappels sur les antennes et leurs caractéristiques et applications, après nous allons citer quelques notions sur la technologie guidée et leurs modes de propagation ainsi que la technologie planaire. Tout ce qui est valable pour ces deux technologies sera par la suite projeté dans la technologie SIW, cette technologie permet d'exploiter les propriétés de la propagation guidée pour transformer un substrat en un guide d'onde. De ce fait, il est important de comprendre le fondement théorique derrière ce phénomène physique.

## I.2. Généralité sur les antennes

### I.2.1. Fonctionnement d'une antenne

L'antenne est un dispositif utilisé pour transformer l'énergie électrique d'un signal (signal radio fréquence) en énergie électromagnétique transportée par une OEM dans l'espace libre (conversion de l'électrique en électromagnétique). C'est l'antenne d'émission qui assure ce rôle. Dans ce sens, c'est un transducteur [1].

En réception c'est l'inverse, l'antenne capte le signal électromagnétique et il le convertit en signal électrique ; ce signal électrique est appliqué à l'entrée du récepteur qui en extrait l'information transmise. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur.

Une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Ceci est une conséquence du théorème de réciprocité. Du fait de la réciprocité des antennes, il ne sera pratiquement jamais fait de différence entre le rayonnement en émission ou en réception [2].

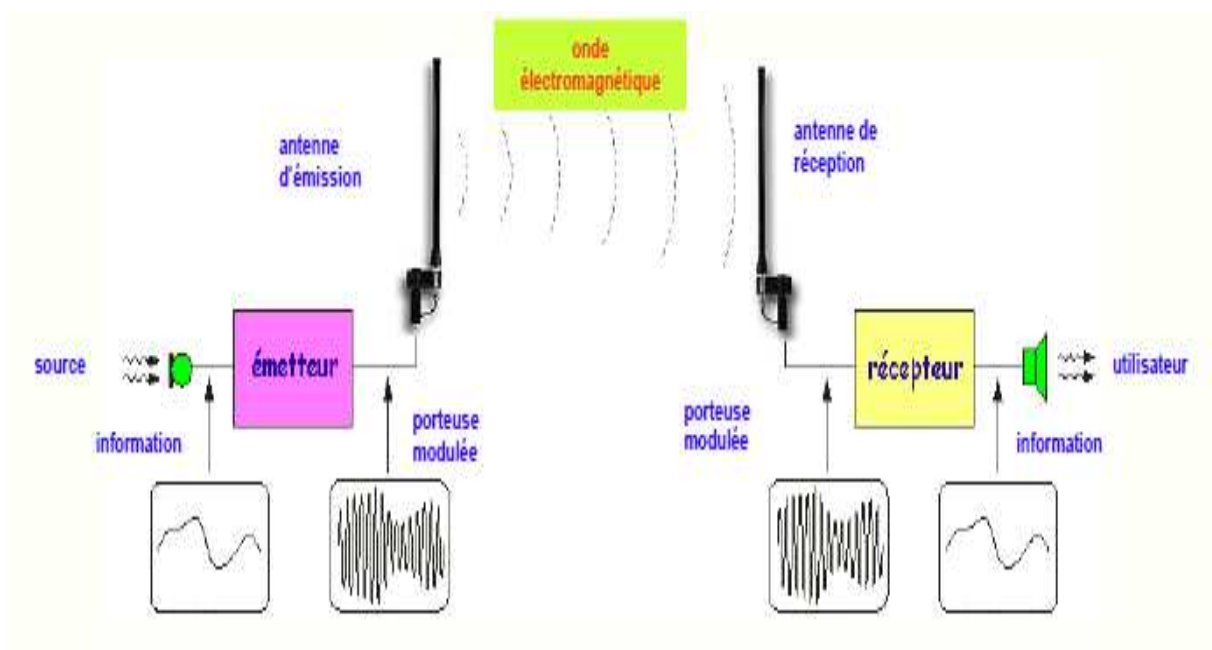


Figure I.1. Le rôle d'une antenne.

## I.2.2. Longueur d'onde

La plupart des antennes sont des dispositifs résonnants à une fréquence en particulier ce qui explique que leurs longueurs sont optimisées pour une fréquence ou une série de fréquence particulière.

L'antenne n'est pas fabriquée avec une longueur aléatoire ; sinon on aura une performance variable en fonction de la fréquence.

Une des lois fondamentales des signaux électromagnétiques :

$$\lambda \times f = c \text{ m/s} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Où } c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$\text{Ou : } \lambda = \frac{c}{f} \text{ m} \quad (\text{I.2})$$

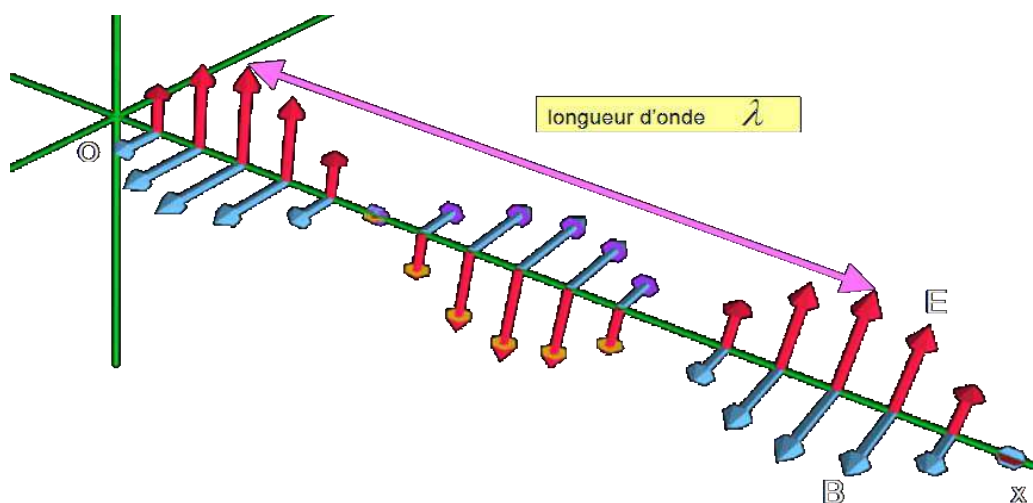
Avec :

$\lambda$  : longueur d'onde.

$f$  : la fréquence de signal.

$c$  : la vitesse de la lumière (vitesse de propagation d'une onde radio).

$$\lambda_m = 300/f_{\text{MHZ}} \rightarrow \lambda_m = 300/100 = 3 \text{ m} \quad (\text{I.3})$$



**Figure I.2.** La Longueur d'onde d'une antenne.

### I.2.3. Courant dans une antenne

L'émetteur produit une porteuse sinusoïdale modulée à la fréquence  $f$  qui est conduite à l'antenne par un guide d'onde.

L'antenne est alors parcourue par un courant  $i(t)$  ayant les caractéristiques suivantes :

- Le courant  $i(t)$  est sinusoïdal à la fréquence de la porteuse.
- Le courant n'a pas la même intensité en tout point.
- Ce courant peut occasionner des pertes Joule si les matériaux utilisés sont de mauvaise qualité.
- Alimentée par la tension  $v(t)$  et absorbant un courant  $i(t)$ , l'antenne présente donc une impédance équivalente  $Z_a$ .
- Cette impédance dépend toujours de la fréquence, elle est résistive pour certaines longueurs uniquement.
- Pour que toute la puissance fournie par l'émetteur soit rayonnée, il faut adapter le câble en sortie, ce qui supprime l'onde réfléchie.
- Souvent le câble a une impédance  $Z_c = 50$  ohms, on s'efforce donc de fabriquer des antennes d'impédance 50 ohms.



**Figure I.3.** La circulation d'un courant dans une antenne.

### I.2.4. Que rayonne une antenne ?

Le courant qui circule dans le brin rayonnant produit dans son voisinage une onde électromagnétique [2]:

- l'OEM est constitué d'un champ électrique  $E$  et d'un champ magnétique  $B$ .
- les vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  existent en tout point  $M$  autour de l'antenne et oscillent au rythme du courant et donc de la porteuse.
- leur module n'est pas le même partout et dépend du type d'antenne utilisée et de la position du point de mesure  $M$ .



Figure I.4. Le rayonnement d'une antenne.

### I.2.5. Le modèle animé de l'onde radio

Si on regarde la figure I.5, on notera une relation directe entre le champ électrique (en vert) et magnétique (en bleu). Cette relation décrite par les équations de Maxwell. Les deux champs sont présents et liés, on peut donc représenter l'onde par un seul champ [3].

Ces champs sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre, ils se propagent dans un milieu selon une direction orthogonale.

Le déplacement est toujours perpendiculaire aux deux champs, on illustre aussi la longueur d'onde  $\lambda$  qui exprime le caractère oscillatoire périodique de l'onde dans l'espace.

C'est la longueur d'un cycle d'une onde, la distance séparant deux crêtes successives.

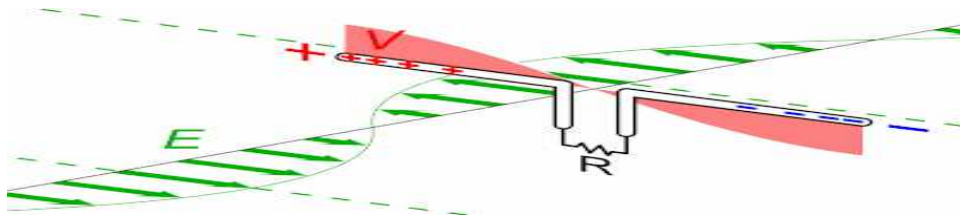


Figure I.5. Propagation d'onde radio

## I.2.6. Critères de choix d'une antenne

Pour choisir un modèle d'antenne pour une application donnée, il faut veiller aux principaux points suivants :

### I.2.6.1. Fréquence de travail

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur est maximal. Il existe de nombreuses définitions de bandes passantes. La plus commune est la bande passante en adaptation où le coefficient de réflexion de l'antenne est inférieur de -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ce qui permet de relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne [4] [5].

La fréquence de résonance correspond à la fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible [6].

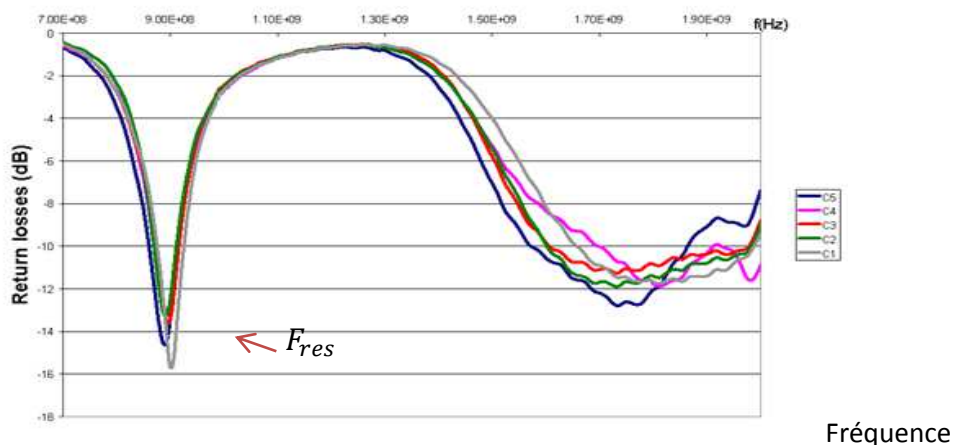


Figure I.6. Bande passante d'une antenne

Une méthode pour juger l'efficacité de l'antenne qui fonctionne sur toute la gamme de fréquence est la mesure du VSWR :

$$\text{VSWR} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (\text{I. 4})$$

### I.2.6.2. Directivité

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure, elle peut être omnidirectionnelle (brin vertical) ou directive (Yagi, parabole...).

On dit qu'une antenne est directive quand elle concentre l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace. Une antenne directive est aussi une antenne à gain si on améliore le gain en concentrant l'énergie rayonnée dans un lobe principal [7].

Une antenne au sol qui rayonne de la même façon dans toutes les directions horizontales est dite omnidirective ou omnidirectionnelle on l'utilise lorsque la direction du correspondant n'est pas connue.

On dit que l'antenne est isotrope quand la densité stérique dans n'importe quelle direction donnée s'exprime par l'équation suivante :

$$U_0(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = \frac{P_{\text{Ray}}}{4\pi} \quad (\text{I.5})$$

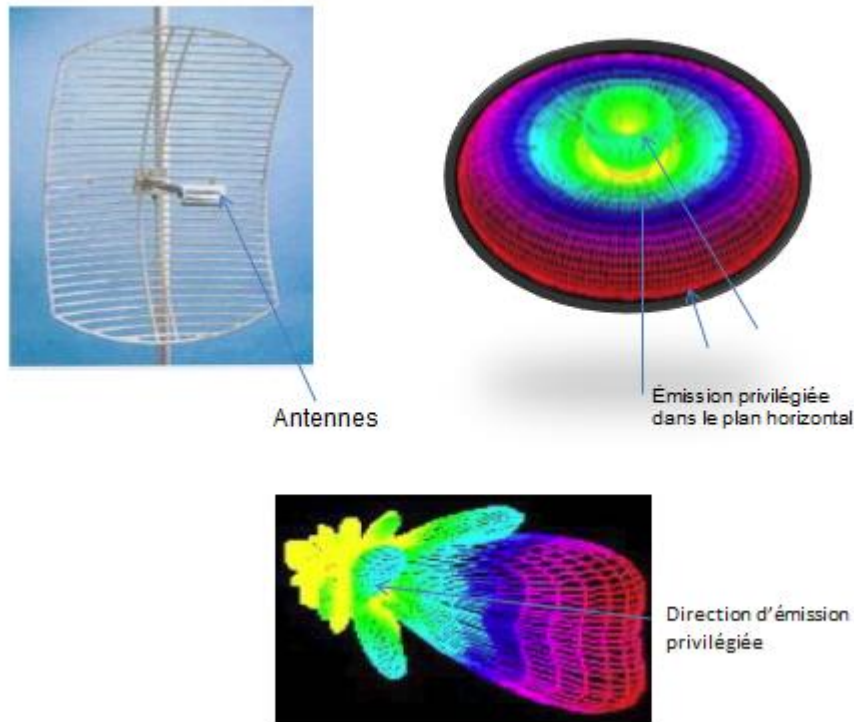
On appelle directivité le rapport entre la densité de rayonnement créée dans une direction donnée et la densité de rayonnement d'une antenne isotrope.

$$D(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = 4\pi \frac{U(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})}{P_{\text{Ray}}} \quad (\text{I.6})$$

Où :

$U(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})$ : La puissance rayonnée par unité d'angle solide  $(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})$ .

$P_{\text{Ray}}$ : La puissance rayonnée totale.



**Figure I.7.** Les diagrammes de directivité

### I.2.6.3. Gain

Le gain représente le pouvoir d'amplification d'une antenne. Soit  $P_a$  la puissance d'alimentation d'une antenne. Cette puissance est transformée en une puissance rayonnée  $P_{Ray}$ . Dans le sens de l'émission, la puissance rayonnée est inférieure à la puissance d'alimentation. À la réception, la transformation a lieu en sens inverse. La puissance  $P_r$  reçue sur le récepteur est inférieure à la puissance  $P_{Ray}$  rayonnée arrivant sur l'antenne.

La relation entre le gain et la directivité d'une antenne est donnée par l'équation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.7})$$

L'antenne est un transformateur imparfait. Il y a des pertes lors de la transformation d'énergie, comme dans tout système. L'efficacité de l'antenne est définie par :

$$\eta = \frac{P_{Ray}}{P_a} \quad (\text{I.8})$$

- S'il n'y a pas de perte, le gain est égal à la directivité.
- le gain  $G$  est mesuré par rapport à l'antenne isotrope est exprimé en **dBi**.



$$G_{max}(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{Ray}} = 4\pi R^2 \frac{U(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (I.9)$$

Avec

$$U(\theta, \varphi) = R^2 W_{ray} \quad (I.10)$$

Où

$W_{ray}$  : la densité de puissance rayonnée par unité de surface.

$$\text{La densité de puissance d'une source isotrope : } W_0 = \frac{P_{Ray}}{4\pi R^2} \quad (I.11)$$

#### I.2.6.4. Impédance

L'antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$ , pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance.

On définit la qualité d'adaptation d'une antenne soit en donnant son impédance caractéristique (souvent 50 ohms), soit en donnant son niveau de coefficient de réflexion.

$$|S_{11}| = \frac{Z_e + Z_c}{Z_e - Z_c} \quad (I.12)$$

$$\checkmark \quad \text{coefficient de réflexion en puissance : } |S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (I.13)$$

$$\checkmark \quad |S_{11}| \text{ est le coefficient de réflexion en tension.}$$

$$\checkmark \quad \text{Impédance déduite d'une mesure de réflexion :}$$

$$Z_e = Z_c \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (I.14)$$

✓ L'impédance d'entrée d'une antenne est définie comme le rapport entre la tension et le courant à l'entrée d'une antenne en émission et s'écrit comme suit :

$$Z_e = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (I.15)$$

#### I.2.6.5. Puissance

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Pour l'émission, l'antenne doit accepter la puissance de l'émetteur sans trop de pertes Joule.

La puissance rayonnée totale est égale au flux du vecteur de Poynting à travers une surface fermée entourant l'antenne.

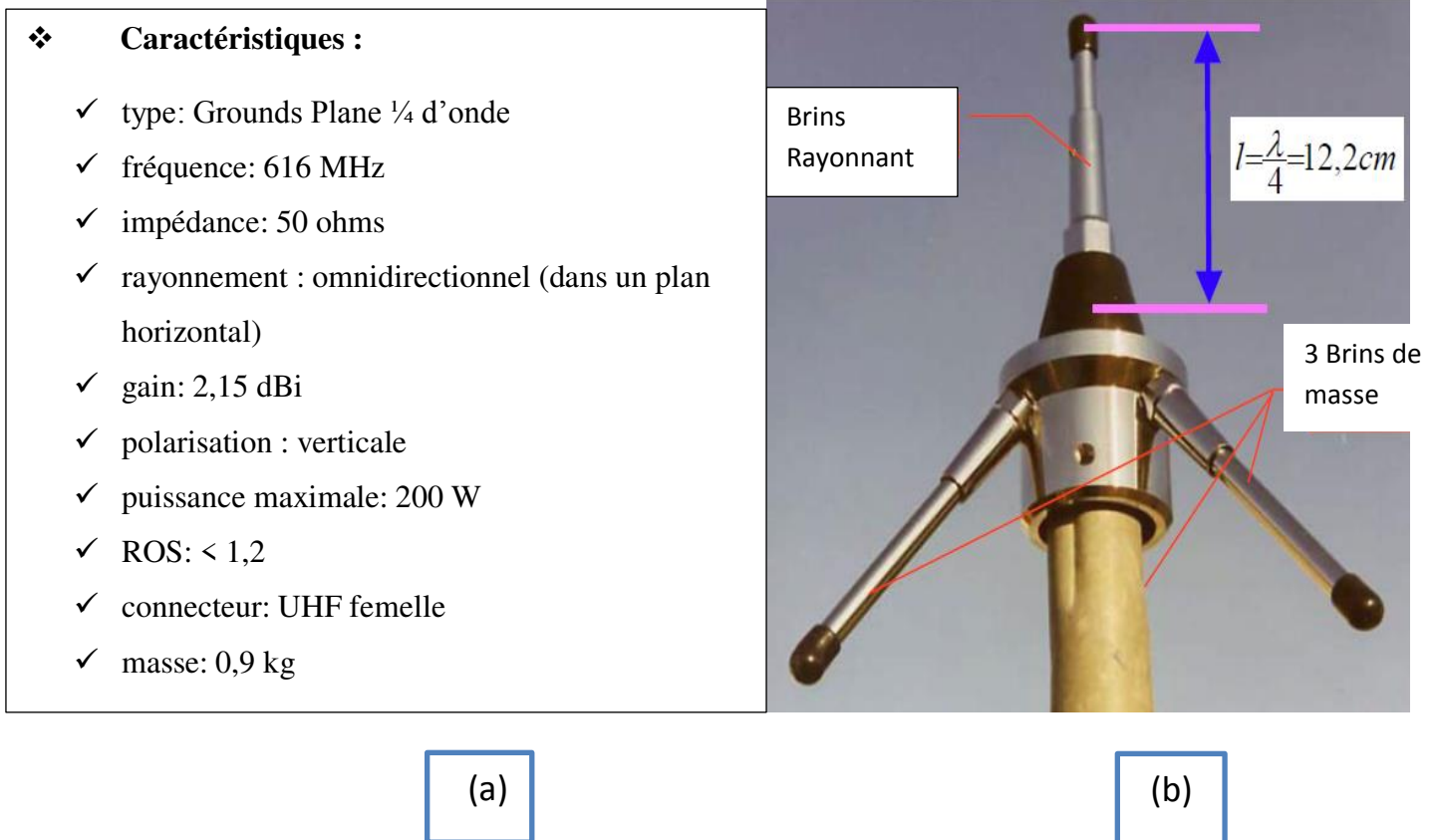
$$P_{Ray} = \iint_{sphere} \overrightarrow{w_{Ray}} \cdot \overrightarrow{dS} \quad (I.16)$$

$$\text{Puissance rayonnée dans une direction } (\theta, \varphi) : P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega} \quad (I.17)$$

$$\text{Avec } \Omega \text{ est la surface équivalente} : \Omega = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (I.18)$$

Puissance rayonnée dans une direction  $(\theta, \varphi)$  et à une distance  $R$  :

$$P(R, \theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega R^2} \quad (I.19)$$



**Figure I.8.** Caractéristiques d'une antenne, et (b) son modèle photographique

### I.2.7. Types de représentation

Il existe une multitude de façons de représenter le rayonnement d'une antenne : diagramme en champ, en puissance, gain, directivité, en polaire ou cartésien, en linéaire ou en décibels, en 2D ou 3D, en repère polaire, en repère cartésien [5].

On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement  $r(\theta, \varphi)$ , qui varie entre 0 et 1 selon la direction. Celui-ci peut se représenter sous différentes formes. En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté dans les plans horizontaux ( $\theta = 90^\circ$ ) et verticaux ( $\varphi = \text{constante}$ ), ou bien dans les plans E et H.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{p_0(\theta_0, \varphi_0)} \tag{I.20}$$

Le diagramme de rayonnement comporte un lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement et un lobe secondaire qui est généralement un lobe parasite de moindre amplitude. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue donc on cherche à les atténuer. On peut alors définir un angle d'ouverture du faisceau à mi puissance (-3 dB de la puissance maximum) dans lequel est contenue la majeure partie de l'énergie rayonnée [4].

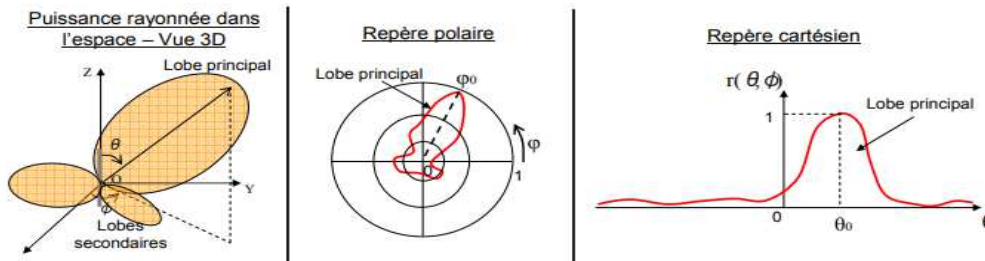


Figure I.9. Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne

### I.2.8. Le rayonnement d'une antenne isotrope

L'antenne isotrope est une antenne théorique parce qu'elle rayonne de façon uniforme dans tous les directions. Elle n'existe pas en réalité mais on l'utilise comme référence à laquelle les autres antennes sont comparées [2].

- la surface  $S$  de la sphère de rayon  $d$  s'écrit

$$S = 4\pi d^2 \tag{I.21}$$

- la puissance émise  $P_0$  se répartissant sur cette sphère, une surface  $S$  reçoit une densité de puissance

$$P : P = \frac{P_0}{S} = \frac{P_0}{4\pi d^2} \tag{I.22}$$

➤ on montre que la densité de puissance en un point est reliée a un module du champ électrique E par

$$P = \frac{E^2}{120\pi} \quad (\text{I.23})$$

➤ on en déduit donc le champ E au niveau du récepteur

$$E = \sqrt{120\pi P} = \frac{\sqrt{30P_0}}{d} \quad \text{en v/m} \quad (\text{I.24})$$

• **Application:** un émetteur de 10W produit à 5 km un champ

$$E = \frac{\sqrt{30P_0}}{d} = \frac{\sqrt{30 \cdot 10}}{5000} = 3,46 \text{ mV/m} \quad (\text{I.25})$$

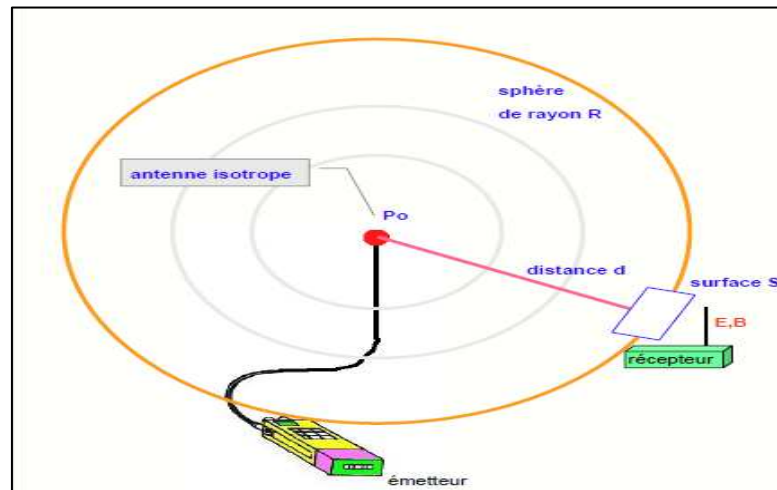


Figure I.10. Le rayonnement d'une antenne isotrope

### I.2.9. Équations de Maxwell

Maxwell a développé quatre équations mathématiques différentielles qui lient les champs magnétique et électrique et permettent de déterminer comment l'onde électromagnétique se propage dans l'espace. Ces équations qui portent son nom sont définies comme suit [8].

- **Equation de Maxwell-Gauss**  $\text{div } \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$  (I.26)

- **Equation de Maxwell -Thompson**  $\text{rot } \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt}$  (I.27)

- **Equation de Maxwell- Faraday**  $\text{div } \vec{B} = 0$  (I.28)

- **Equation de Maxwell- Ampère**  $\text{rot } \vec{B} = \mu(\vec{J} + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt})$  (I.29)

Avec :

$\varepsilon$ : La permittivité diélectrique du matériau.

$\mu$  :La perméabilité magnétique du matériau.

$\rho$ : Est la densité volumique de charge électrique.

$\vec{J}$ :Est le vecteur de densité de courant.

L'équation de Maxwell-Gauss (issue du théorème de Gauss) indique que toute distribution de charges dans l'espace conduit à l'apparition d'un champ électrique, de telle sorte que pour tout volume contenant ces charges, le flux du champ électrique sortant de cette surface est proportionnel à la somme de toutes les charges [4].

L'équation de Maxwell-Thompson indique qu'un courant induit un champ magnétique qui forme une boucle autour de ce courant. Contrairement au champ électrique créé par une charge, le flux de champ magnétique sortant de toute surface entourant la ligne parcourue par un courant est nul. En comparant cette équation avec celle de Maxwell-Gauss, on peut en conclure qu'il n'y a pas de charges magnétiques analogues aux charges électriques.

L'équation de Maxwell-Faraday est issue de la loi de Faraday et décrit le phénomène d'induction d'une force électromotrice par un champ magnétique variable. Le flux d'un champ magnétique variable à travers toute surface incluse à l'intérieur d'un contour fermé donne naissance à une force électromotrice.

L'équation de Maxwell-Ampère permet de relier le champ magnétique au courant circulant dans un circuit. Elle est issue de la loi d'Ampère  $\vec{\text{rot}}\vec{H} = \vec{IC}$  qui relie le champ magnétique au courant de conduction  $I E C$ . Il s'agit du flux d'électrons apparaissant dans un conducteur électrique entre chaque molécule lorsqu'on le soumet à une force électromotrice.

Cependant, cette équation n'est pas suffisante pour expliquer l'existence d'un courant alternatif dans un circuit comprenant un condensateur. L'isolant présent entre chaque armature d'un condensateur ne permet pas la présence d'un courant de conduction à travers celui-ci. Cependant, sous l'influence du champ électrique variable apparaissant entre les 2 armatures chargées du condensateur, la variation de charge est identique sur les 2 armatures [4].

Ce flux de charge en mouvement est appelé courant de déplacement.

$$I_D = \varepsilon \frac{dE}{dt} \quad (\text{I.30})$$

### I.3. La technologie des guides d'ondes

Un guide d'onde est un dispositif hyperfréquence qui sert à guider les OEM ou les ondes acoustiques par la réflexion sur les parois internes du guide. Il est très utilisé du fait sa capacité à supporter de la puissance. Sa forme est basée sur une portion d'espace vide ou remplie par un diélectrique (milieu isolant) et limité par un conducteur supposée parfait, Il sert à canaliser l'OEM dans cette portion de l'espace sans dissipation de son énergie.

De nombreuses techniques sont utilisées pour guider les ondes. Nous pouvons distinguer deux types principaux :

#### I.3.1. Un seul conducteur (Technologie volumique)

Pour la propagation des ondes hyperfréquence (plusieurs Gigahertz) le guide d'ondes est constitué d'un simple conducteur creux dans lequel l'onde se propage sans support physique.

Pour ce type des guides, l'action est mise sur la technologie de fabrication et de réalisation. Pour cela, on peut distinguer deux types des guides d'ondes : les guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes circulaires.

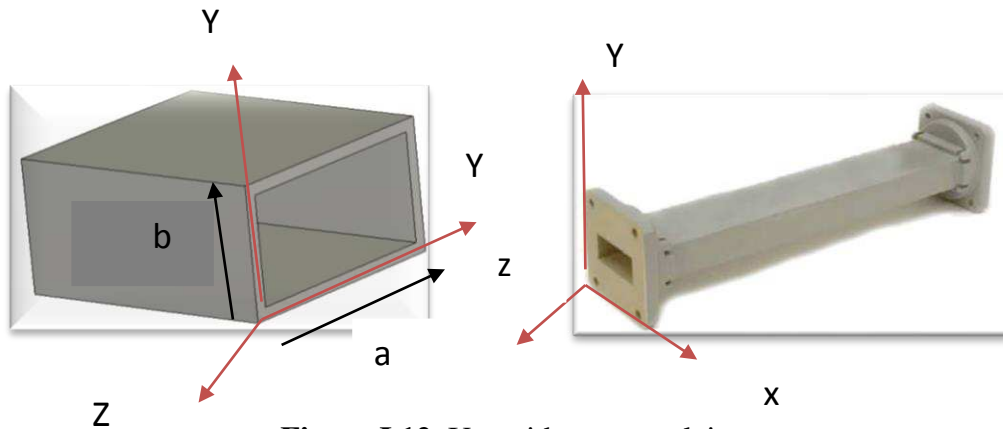


**Figure I.11:** Différentes structures de guides d'ondes.

#### a. Guide d'onde rectangulaire

On appelle guide d'onde rectangulaire un système de guidage utilisé pour transporter des signaux hyperfréquences. Il est réalisé sous forme de tube métallique de section droite rectangulaire et constitué de quatre parois conductrices (généralement parfaits) comme illustré

sur la figure (I.12). Donc, ce type de guide d'onde possède une section conductrice fermée, donnant la forme d'un conducteur simple et creux [8].



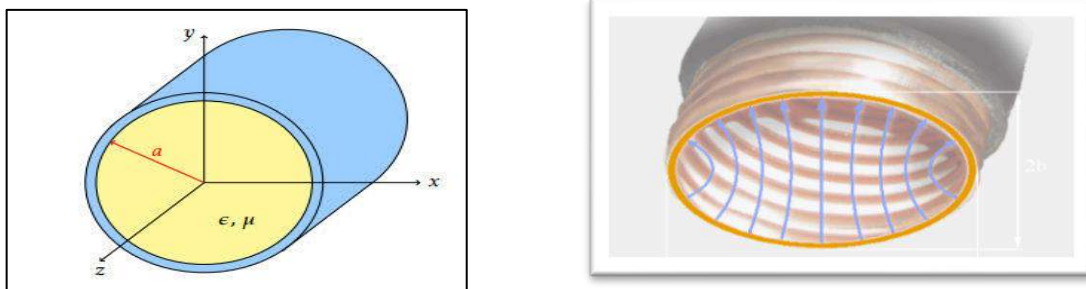
**Figure I.12.** Un guide rectangulaire

Le guide d'onde rectangulaire est définie transversalement (selon  $x$ ) par la largeur  $a$  et verticalement (selon  $y$ ) par l'épaisseur  $b$ . Un diélectrique-souvent de l'air-remplit à l'intérieur du conducteur creux. La lumière se déplace dans le diélectrique, mais il est confiné dans l'espace par les quatre parois conductrices. L'axe ( $z$ ) définit toujours la direction de la propagation. Par convention, le côté le plus long du guide est sur l'axe  $x$ , ce qui donne  $a > b$ .

La propagation selon  $Oz$  d'une OEM dans un guide d'onde rectangulaire sera possible si le champ électrique de l'onde incidente est parallèle aux faces sur lesquelles cette onde va se réfléchir successivement.

### b. Guide d'onde circulaire

Le guide d'onde circulaire est un tube cylindrique métallique, creux, de rayon  $a$ , son mode de fonctionnement est semblable à celui du guide rectangulaire.



**Figure I.13.** Un guide circulaire

### I.3.1.1. Mode de propagation

Le mode de propagation est identifié par deux lettres suivies de deux numéros. Par exemple, TE<sub>10</sub>, TM<sub>11</sub>, etc... Le nombre de modes possibles augmente avec la fréquence pour une taille donnée de guide et il n'y a qu'un mode possible, nommé le **mode dominant**, pour la plus basse fréquence transmissible [9].

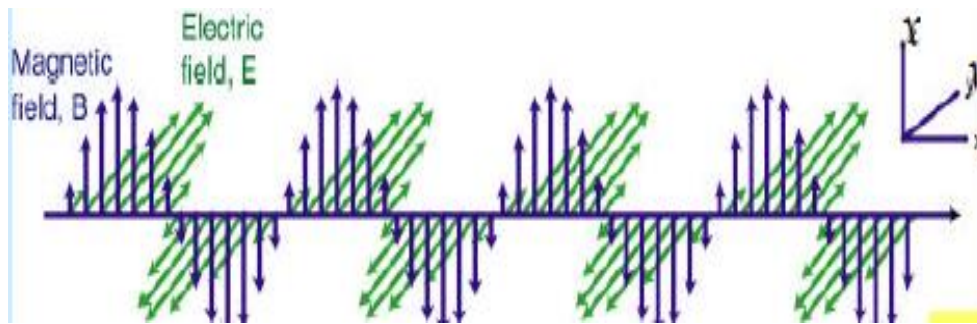


Figure I.14. Direction du champ électrique et magnétique.

Plans E et H Pour une antenne à polarisation rectiligne, on appelle le plan E le plan formé par la direction de propagation et par la direction du champ électrique. Le plan H est celui formé par la direction de propagation et par la direction du champ magnétique.

### I.3.1.2. Pourquoi est-il important de connaître les modes qui se propagent?

- S'il y a plus d'un mode, l'information est distribuée entre les ondes de différente fréquence. Il y a dispersion, et possibilité de perte d'information [9].
- Les modes supérieures peuvent contenir de l'énergie que le récepteur ne peut pas capter.

### I.3.1.3. Equations d'ondes

A partir de la résolution des équations de Maxwell, l'équation d'onde de chacun de ces modes s'écrit [3] :

- Pour le mode transverse électrique (TE)

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{E} = 0 \quad (\text{I.31})$$



- Pour le mode transverse magnétique (TM)

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \varepsilon \mu \vec{H} = 0 \quad (\text{I.32})$$

$\omega$  Présente la pulsation de l'onde et elle est donnée par:  $\omega = 2\pi f$

Pour une propagation d'une onde électromagnétique dans un guide d'ondes selon l'axe Oz, il nécessite que le champ électrique de l'onde incidente soit parallèle aux faces sur lesquelles cette onde va se réfléchir successivement. On peut exprimer les champs sous la forme:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{-j\omega t \gamma z} \quad (\text{I.33})$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y) e^{-j\omega t \gamma z} \quad (\text{I.34})$$

$$\text{Avec : } \gamma = \alpha + j\beta_g \quad (\text{I.35})$$

Où :

$\alpha$  Et  $\beta_g$  représentent respectivement l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

$$\beta_g = \sqrt{k^2 + \left( \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right)} \quad (\text{I.36})$$

$k$  représente la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse  $v$ :

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu \quad (\text{I.37})$$

$$V = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r + \mu_r + \varepsilon_0 + \mu_0}} \quad (\text{I.38})$$

$c$  : la vitesse de la lumière dans l'air donné par:

$$C = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 + \mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (\text{I.39})$$

Les équations (I.33) et (I.34) injectées respectivement dans (I.31) et (I.32) donnent :

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (k^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (\text{I.40})$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (k^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (\text{I.41})$$

Tel que :

$\nabla_t^2$  Présente le Laplacien transverse donnée par :

$$\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (\text{I.42})$$

$$k_c^2 = k^2 + \gamma^2 \quad (\text{I.43})$$

### I.3.1.4. Solutions générales

Il existe plusieurs solutions aux équations de Maxwell pour les guides d'onde.

Chaque solution représente un mode de propagation qui correspond à une configuration spatiale du champ électromagnétique [12].

La propagation se fait selon 4 types :

- ❖ TE :  $E_z = 0$
- ✓ Existe dans n'importe quel guide. L'impédance de l'onde dépend de la fréquence.
- ❖ TM :  $H_z = 0$
- ✓ Existe dans n'importe quel guide. L'impédance de l'onde dépend de la fréquence.
- ❖ TEM :  $E_z = 0, H_z = 0$
- ✓ Existe seulement s'il y a 2 conducteurs (ou plus). L'impédance de l'onde ne dépend pas de la fréquence.
- ❖ Hybride : E et H en toutes directions.

#### I.3.1.4.1. Mode TE

##### ➤ Pour un guide rectangulaire

Une onde telle que  $E_z = 0$  dite onde *Transverse Électrique TE*, le champ électrique n'existe pas dans la direction de propagation de l'onde ( $E_z=0$ ), le vecteur de champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence (xoz),  $E // oy$  et il conserve cette position lors du guidage mais il change le signe en conservant le sens direct (k,E,H).

$H_z(x, y)$  doit satisfaire :

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k^2 H_z = 0 \text{ avec } \frac{\partial H_z}{\partial n} = 0 \quad (\text{I.44})$$

La solution  $H_z$  s'écrit sous la forme :

$$H_z(x ; y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\alpha z} e^{-j(\omega t - \beta z)} \quad (\text{I.45})$$

$$H_z(x ; y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.46})$$

$$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.47})$$

À partir de ces relations on peut déduire les expressions du champ électromagnétique de ces modes, sont les suivantes :

$$E_z(x, y) = 0 \quad (\text{I.48})$$

$$H_x(x ; y) = H_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.49})$$

$$H_y(x ; y) = H_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.50})$$

$$H_z(x ; y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.51})$$

### ➤ Pour un guide circulaire

Pour le mode transverse électrique  $TE_z$ . Le vecteur normal  $\vec{n}$  suivant la direction du rayon du guide d'ondes cylindrique, il convient de prendre en compte la condition aux limites  $\frac{\partial H_z}{\partial r} = 0$

Les longueurs d'ondes de coupures sont données par:

$$k_c = \frac{x'_{mn}}{a} \quad (\text{I.52})$$

$$E_z(r, \theta) = 0 \quad (\text{I.53})$$

$$E_r(r, \theta) = -H_0 \frac{\omega\mu n}{k_c^2 r} j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.54})$$

$$E_\theta(r, \theta) = jH_0 \frac{\omega\mu}{k_c} J'_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.55})$$

$$H_r(r, \theta) = -H_0 \frac{\gamma}{k_c} J'_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.56})$$

$$H_\theta(r, \theta) = jH_0 \frac{\gamma n}{k_c^2 r} j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.57})$$

$$H_z = H_0 j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.58})$$

### I.3.1.4.2. Mode TM

#### ➤ Pour un guide d'onde rectangulaire

Une onde telle que  $H_z = 0$  dite onde *Transverse Magnétique TM*, le vecteur de champ électrique est dans le plan d'incidence et le vecteur du champ magnétique lui est perpendiculaire  $H//oy$  [11].

Le champ magnétique n'existe pas dans la direction de propagation de l'onde ( $H_z=0$ ).

$$E_z(x, y) \text{ doit satisfaire : } \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = 0 \quad (\text{I.59})$$

Avec  $E_z=0$  sur les parois du guide.

Pour une largeur du guide  $a$  et une hauteur  $b$  les conditions de continuité sur les parois du guide nous permettons d'extraire l'expression de différentes composantes des champs de l'onde :

$$E_z(x; y) = E_z^* \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.60})$$

$$E_x(x; y) = -E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.61})$$

$$E_y(x; y) = -E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.62})$$

$$H_x(x; y) = E_0^* \frac{J\omega\epsilon}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.63})$$

$$H_y(x; y) = -E_0^* \frac{J\omega\epsilon}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.64})$$

#### ➤ Pour un guide d'onde circulaire

Le guide d'ondes circulaire ne peut propager que les ondes vérifiant :

$$K > K_c = \frac{X_{mn}}{a} \quad (\text{I.65})$$

$X_{mn}$  Sont les racines correspond à un mode propagation

Notons que :

$$\text{A l'intérieur du guide } H_z=0, E_z = E_0 j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.66})$$

Ce qui implique que :

L'application des conditions aux limites donne :

$$\text{Sur les parois} \quad r=a : E_z = 0 \text{ et } \frac{\partial H_z}{\partial n} = 0 \quad (\text{I.67})$$

D'où

$$E_z = E_0 j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.68})$$

$$E_r(r, \theta) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c} J'_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.69})$$

$$E_\theta(r, \theta) = jE_0 \frac{\gamma n}{k_c^2 r} j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.70})$$

$$H_r(r, \theta) = E_0 \frac{\omega \varepsilon n}{k_c^2 r} j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.71})$$

$$H_\theta(r, \theta) = -jE_0 \frac{\omega \varepsilon}{k_c} J'_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.72})$$

### I.3.1.4.3. Mode TEM :

$$\text{On a alors :} \quad \frac{\partial^2}{\partial x^2} \vec{E} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \vec{E} = \vec{0} \quad (\text{I.73})$$

$$\text{Donc :} \quad \frac{\partial^2}{\partial x^2} E_x + \frac{\partial^2}{\partial y^2} E_x = 0 \quad (\text{I.74})$$

$$\text{Et donc } E_x = 0 \quad (\text{I.75})$$

$$\text{Et de même } E_y = 0 \quad (\text{I.76})$$

### I.3.1.5. Comment calculer les paramètres du guide ?

#### I.3.1.5.1. Fréquence de coupure

Les modes TE et TM ont une fréquence en dessous de laquelle ils ne se propagent pas : une fréquence de coupure [9].

En fait, ils se propagent sur une très courte distance ; il y a une très grande atténuation. La fréquence de coupure dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs ( $\varepsilon$ ,  $\mu$ ).

On opère généralement à une fréquence de 20% au-dessus de la fréquence de coupure à la fréquence de coupure, l'atténuation est très élevée.

Pour un guide rectangulaire :

$$TE ; TM : f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (I.77)$$

$TE_{00}$  N'existe pas.

$TE_{10}$  est dominant si  $a > b$ . Sa fréquence devient

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{v}{2a} \quad (I.78)$$

Pour un guide circulaire :

TE :

$$f_{c_{mn}} = \frac{X_r}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} \quad (I.79)$$

TM :

$$f_{c_{mn}} = \frac{X}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} \quad (I.80)$$

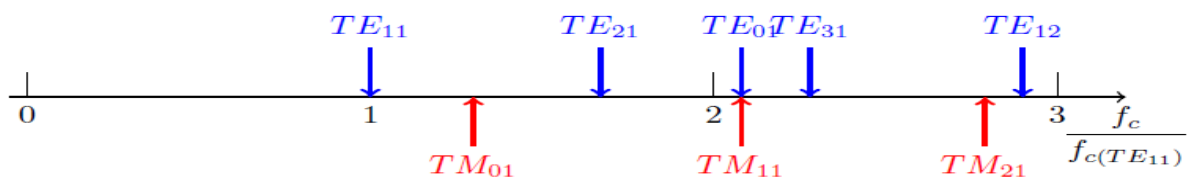
—

$TE_{11}$  : 1er mode TE.

$TM_{01}$  : 1er mode TM.

$TE_{10}$  : N'existe pas, mais  $TE_{01}$  existe.

$TM_{10}$  : N'existe pas.



**Figure I.15.** Ordre d'apparition des modes de propagation pour un guide d'onde circulaire.

### I.3.1.5.2. Atténuation

Chaque guide, à moins d'avoir  $\sigma = 0$ , possède des pertes, ou atténuation  $\propto [9]$ .

- ✓ L'atténuation provient de 2 sources :
- Conducteur ( $\alpha_c$ ) : Dépend de la géométrie.

- Diélectrique( $\alpha_d$ ) : Dépend du diélectrique entre les 2 conducteurs. Ne dépend pas de la géométrie.

L'atténuation totale est  $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ .

$$\text{Pour une onde TEM,} \quad \alpha_d = \frac{k \tan \delta}{2} \text{ [Np/m]} \quad (\text{I.81})$$

$$\text{Pour une onde TE ou TM,} \quad \alpha_d = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \text{ [Np/m]} \quad (\text{I.82})$$

$$\text{Rappel : } k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_r \epsilon_0} \quad (\text{I.83})$$

$TM_{11}$	$TE_{10}$
$\frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2)$	$\frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2)$

Tableau I.1 atténuation d'un guide rectangulaire.

$TM_{11}$	$TE_{11}$
$\frac{R_s}{a \beta k \eta}$	$\frac{R_s}{a \beta k \eta} (k_c^2 + \frac{k^2}{(P'_{11}^2 - 1)})$

Tableau I.2 atténuation d'un guide circulaire.

### I.3.1.5.3. Impédance d'onde

Par analogie avec l'impédance caractéristique d'une ligne, on définit l'impédance caractéristique d'un guide à l'aide du rapport entre les champs électriques et magnétiques [9].

Il est souvent utile d'introduire l'impédance de l'onde résultante. C'est le rapport des champs :  $Z = \frac{\vec{E}}{\vec{H}}$

Dans le cas d'une onde TE, seule sa composante suivant la direction de propagation active de l'énergie ( $Oz$ ) peut se définir et fait intervenir le rapport des composantes transverses des champs à cette direction :

$$Z_{z,TE} = \frac{E_y}{H_x} = \frac{E_0}{H_0} \left( \frac{1}{\cos(\alpha)} \right). \quad (\text{I.84})$$

Pour l'onde TM on obtient :

$$Z_{z, TM} = \frac{-E_x}{H_y} = \frac{E_0}{H_0} (\cos(\alpha)). \quad (I.85)$$

### I.3.2. Deux conducteurs (technologie planaire)

#### I.3.2.1. Introduction

L'exposition des besoins et des attentes des équipements de radio communication, à l'exemple de la téléphonie mobile, a entraîné un accroissement exponentiel de la complexité des circuits électriques qui les composent, surtout les fonctions à base de composants passifs (filtres, coupleurs..). La technologie planaire reste une technologie attrayante pour la réalisation des équipements, en termes de coût, de volume, ainsi que les possibilités d'intégration. La technologie planaire est complément d'une technologie volumique, son principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaque métallisée sur l'une ou les deux faces [13].

Plusieurs conceptions sont possibles, comme les lignes à microrubans, les guides d'ondes coplanaires, les triplaques.

#### I.3.2.2. Les différents types de technologie planaire

##### I.3.2.2.1. La ligne à microruban

La ligne à microruban est le type de guide d'onde le plus utilisé pour les circuits intégrés à haute fréquence tels que antennes, filtres coupleurs .... La ligne à microruban est composée d'un substrat (Si, GaAs, ou Inp etc ..... ) dont le dessus comporte une ligne de métal. Le dessous du substrat est plaqué en métal et fournit la mise à terre [14]. La figure suivante montre un exemple :

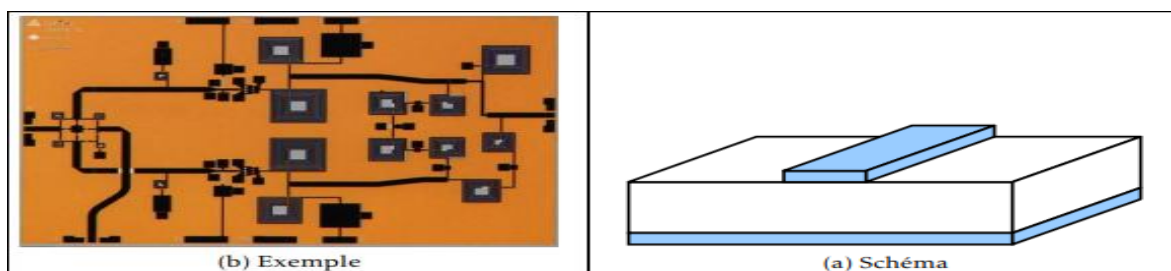


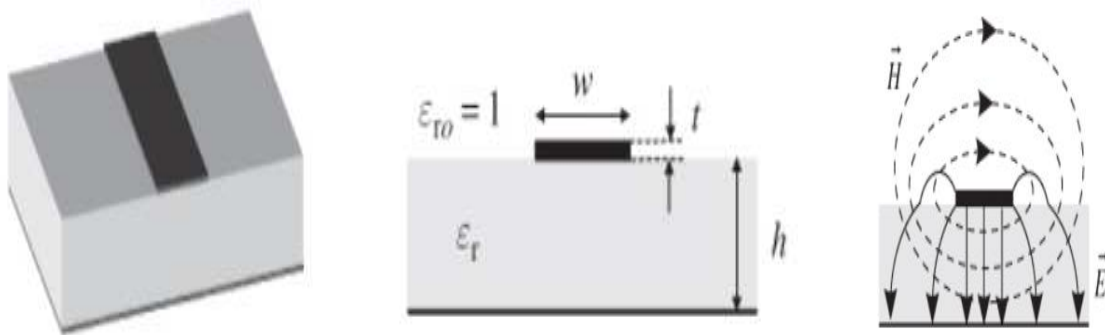
Figure I.16 . Ligne microruban.



La ligne microruban a une structure non homogène en raison des champs situés dans deux supports à ondes guidées, ce qui permet à cette dernière de ne pas prendre en charge la propagation d'une onde TEM vraie, mais chaque champ de propagation le long d'elle doit contenir les six composantes du champ électromagnétique.

Cependant, si la longueur d'onde du champ dans la propagation est grande par rapport à la taille (largeur et hauteur) du guide, dont les composantes longitudinales peuvent être négligées (ils sont perpendiculaires par rapport à l'axe de la ligne transmettant le signal) : ceci est appelé un mode dominant *quasi* TEM. [15-16].

Les lignes de champ électromagnétique EM dans la ligne à microruban ne sont pas entièrement contenues dans le substrat, mais se propagent également à l'extérieur du microruban :

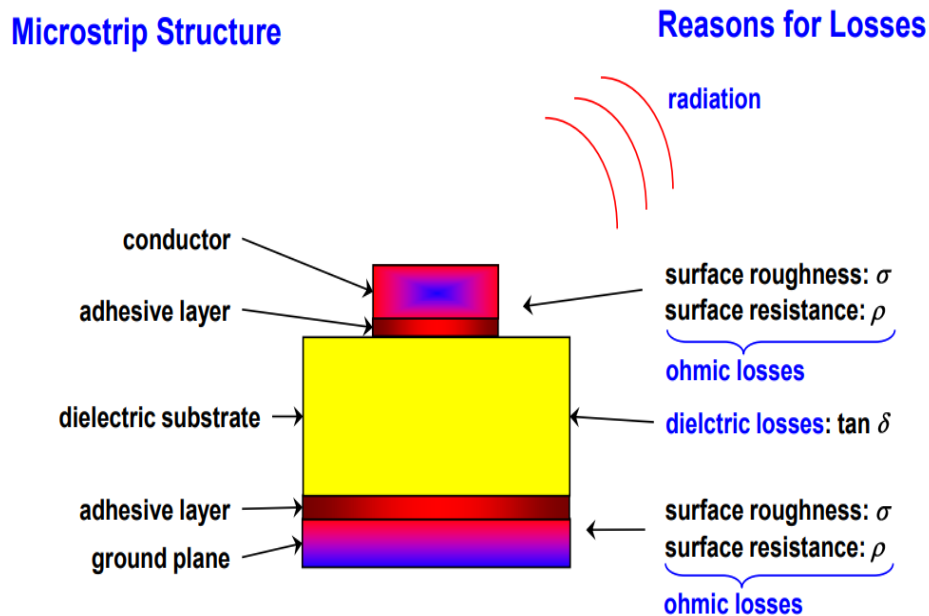


**Figure I .17.** La propagation dans une ligne microruban.

Le calcul de l'impédance caractéristique dépend des caractéristiques de la ligne (la largeur, hauteur, épaisseur du substrat ainsi que la constante de diélectrique etc ...) .L'impédance caractéristique des modes non-TEM n'est pas définie d'une manière unique, et elle nommée impédance quasi –statique [17].

Un microruban est également caractérisé par son atténuation. La constante d'atténuation est en fonction de la géométrie du microruban, des propriétés électriques du substrat diélectrique et des conducteurs, ainsi de la fréquence. Il existe trois types de pertes dans une ligne à microruban comme il est indiqué sur la figure suivante : les pertes par rayonnement, les pertes du diélectrique dans le substrat, et les pertes de peau ohmiques

dans les conducteurs .Les pertes peuvent être exprimées en perte par unité de longueur le long de la ligne en termes de facteur d'atténuation[18].



**Figure I .18** .Les types de pertes dans une ligne microruban.

✓ **Avantages :**

Les pertes diélectriques sont moindres (en utilisant des matériaux identiques).

Moins cher et plus facile à fabriquer.

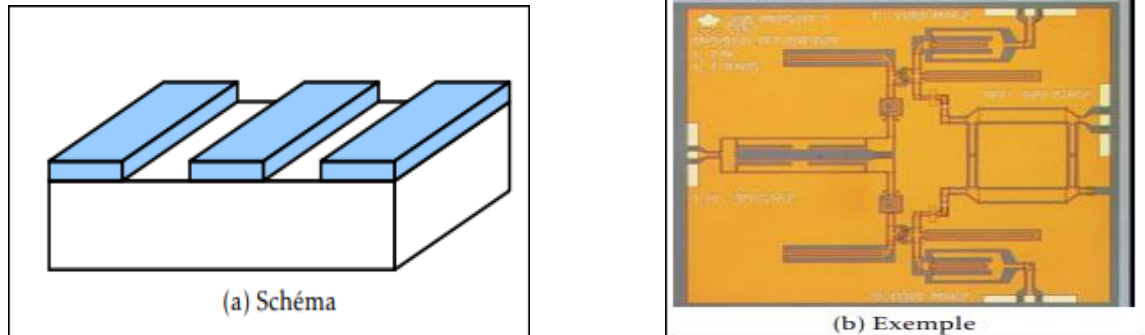
✓ **Inconvénients :**

Rayonnement non désiré dans une configuration à base de microruban non recouverte.

Mauvaise isolation entre les lignes adjacentes.

### I.3.2.2.2. La ligne coplanaire

La ligne coplanaire est un guide d'onde souvent utilisé dans les circuits intégrés. Il ressemble à la ligne microruban, sauf que les mises à terres sont placées de chaque côté du conducteur comme à la figure ci-dessous :

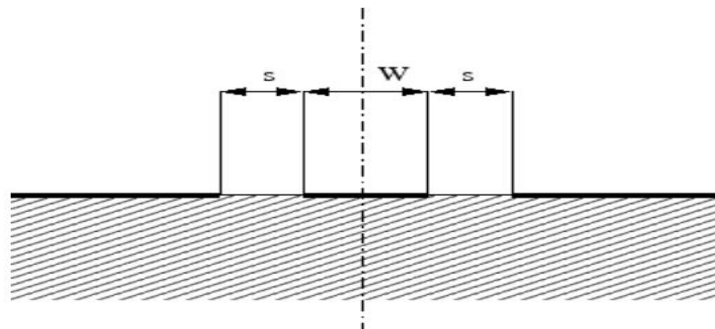


**Figure I.19.** Ligne coplanaire.

La ligne coplanaire a été inventée en 1969 par Cheng P. Wen, principalement en tant que moyen permettant d'incorporer des composants non réciproques tels que des gyrateurs, et des isolateurs dans des circuits de lignes de transmissions planes. Il existe 2 types principaux de lignes coplaires [14-19] :

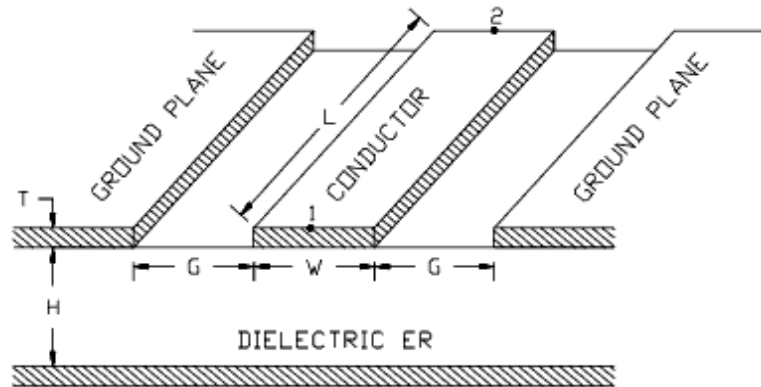
La première, appelée guide d'onde coplanaire classique (CPW), elle est composée d'une bande métallique séparée par deux fentes étroites d'un plan de masse fini.

Les dimensions caractéristiques d'un guide d'onde coplanaire classique sont la largeur de la bande centrale  $W$  et la largeur des fentes  $S$ .



**Figure I.20.** La ligne coplanaire classique.

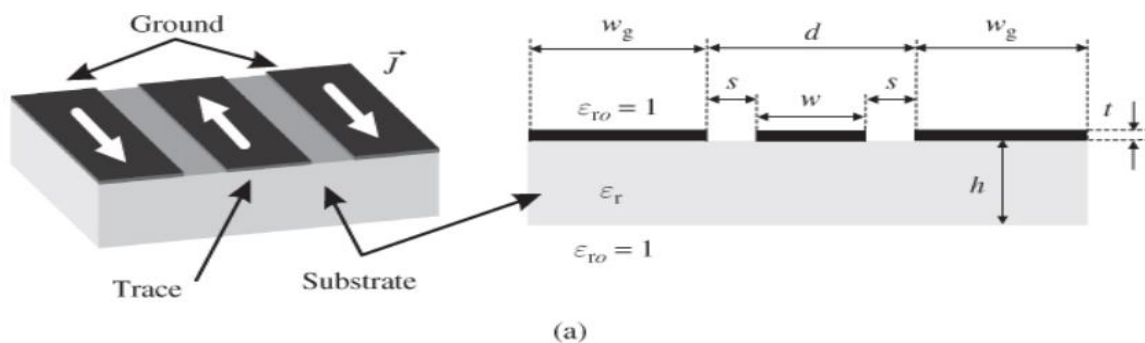
La deuxième, appelé fente coplanaire (CPS), est la complémentarité de cette topologie, constituée de deux bandes côte à côte .[20]



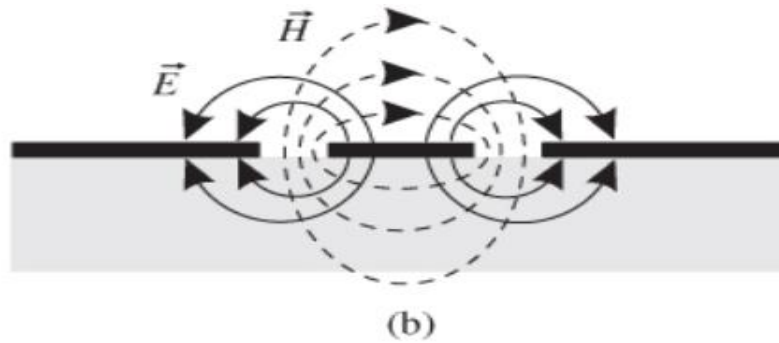
**Figure I.21.** Guide d’onde coplanaire avec un plan de masse(CPWG).

Dans le guide d’onde coplanaire, l’énergie électromagnétique est concentrée dans le diélectrique .La fuite de l’énergie électromagnétique dans l’air peut être contrôlée en ayant une hauteur (h) deux fois supérieure à celle de la largeur (S)

Le guide d’ondes coplanaire prend en charge le mode quasi-TEM à basses fréquences, ou les champs magnétiques circulent en boucles fermées autour du conducteur central et des champs électriques, tandis qu’il prend en charge le mode en charge TE à hautes fréquences [16].



**Figure I.22.** (a). La géométrie d’une ligne coplanaire.



**Figure I.23.** (b). Distribution des champs électriques et magnétiques d'une onde quasi-TEM.

Plusieurs méthodes quasi-statiques ont été utilisées pour étudier ce type de ligne. Ces méthodes utilisent des transformations conformes qui permettent de calculer les différentes caractéristiques de la ligne, comme la capacité quasi-statique, l'impédance caractéristique pour plusieurs valeurs de  $\epsilon_r$ , et qui sont basées aussi sur l'usage de la notion d'impédance de surface pour décrire le comportement de ce type de lignes et plus particulièrement leurs pertes[21]. L'impédance caractéristique n'est pas affectée par l'épaisseur, et dépend de la largeur ( $w$ ) et de l'espace ( $S$ ).

**Avantage :**

- ✓ Faible dispersion.
- ✓ Réalisation simple due à la gravure d'un côté.

**Inconvénients :**

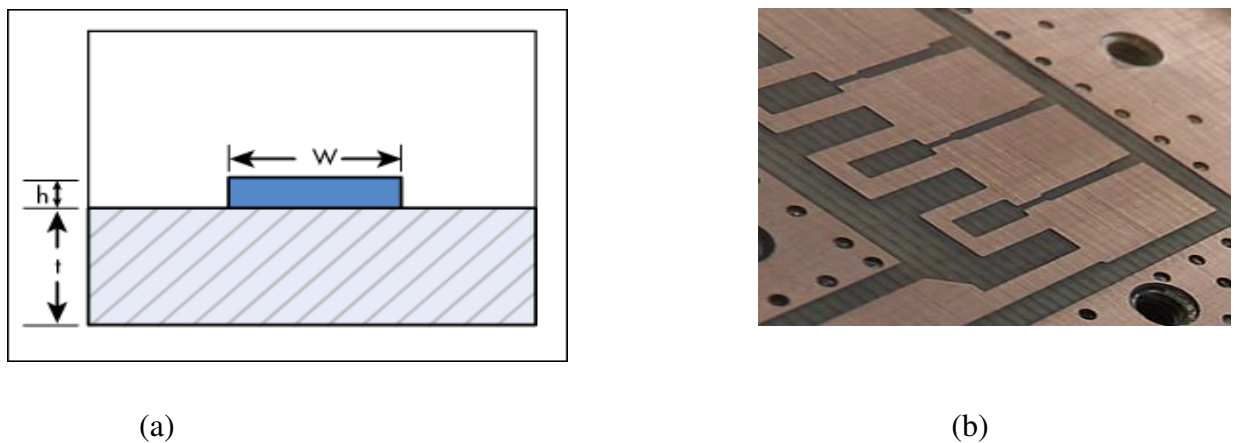
- ✓ La fabrication d'un guide d'onde coplanaire est plus coûteuse. Des rubans d'or sont nécessaires pour supprimer les modes d'ordre élevé quart de longueur d'onde.

Des substrats relativement épais sont nécessaires.

### I.3.2.2.3. La ligne Triplaque

La ligne triplaque est un support de transmission inventé par Robert.M.Barrett du centre de recherche Air Force Cambridge dans les années 1950 .Elle se considère comme la première forme de la ligne de transmission plane.

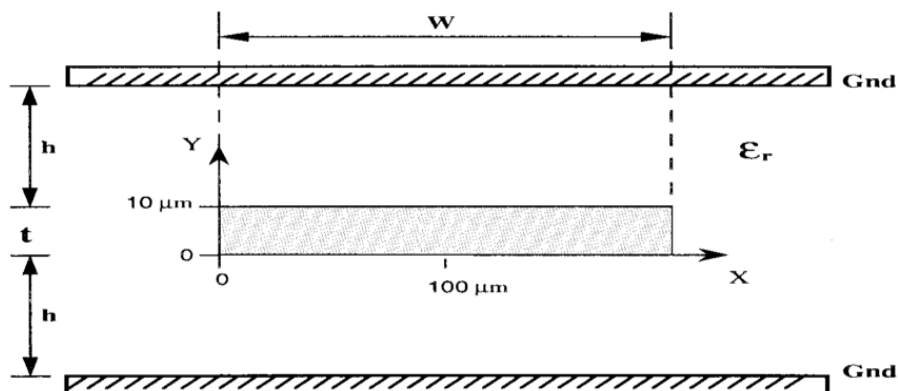
Sa structure triplaque incorpore des plans de masse supérieure et inférieure avec un isolant diélectrique entourant un conducteur centrale dans une configuration équilibrée[22] ,ce qui est montré dans la figure ci-dessous[ :



**Figure I.24.** Structure d'une ligne triplaque.

Le conducteur central n'a pas besoin d'être équidistant entre les plans de masse.

Dans le cas général, le matériau diélectrique peut être différent au-dessus et au-dessous du conducteur central .



**Figure I.25.** Une section transversale d'une ligne triplaque.

Avec :  $W$  est la largeur du conducteur central.

$\epsilon_r$  Est la permittivité relative de diélectrique.

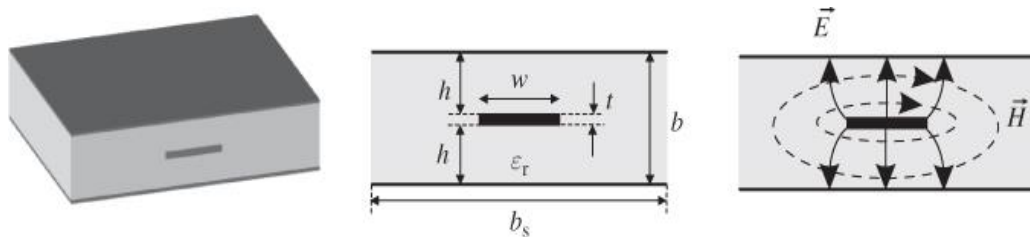
$t$  est l'épaisseur du conducteur central.

$h$  est la distance entre le conducteur et le plan de masse

La structure triplaque comporte trois conducteurs et peut donc supporter deux modes de propagation .Par contre seul le mode fondamental  $TEM$  est exploité.

Ce mode est obtenu lorsque les deux plans de masse sont mis au même potentiel et il entoure le conducteur de la bande centrale .

Le champ électrique pointe de conducteur de bande à la masse (fig. I.26)



**Figure I.26.**La distribution des champs électriques et magnétiques d'une onde TEM.

Pour éviter la propagation des modes non désirés, les deux plans de masse doivent être court-circuités ensemble .Ceci est généralement réalisé par une rangée de vias parallèles à la bande chaque côté [16].

L'impédance caractéristique qui est au principe une ligne de transmission est déterminée à l'aide de la largeur de la bande  $W$ , l'épaisseur du substrat  $t$  et la permittivité relative du substrat  $\epsilon_r$ . Cette impédance, elle peut être calculé à partir d'un bilan d'équations analytiques en utilisant la méthode des intégrales elliptiques complètes.

L'équation de l'impédance caractéristique dépend de sa géométrie.

Pour les lignes triplagues, la constante diélectrique effective étant égale à la constante diélectrique relative du matériau diélectrique choisi, tous les champs étant contraints au même diélectrique pour la ligne triplaque en suspension , nous devons calculer la constante diélectrique effective ,mais si elle est majoritairement aérienne , la constante diélectrique effective sera proche de 1 [24].

## **I.4. Technologie du guide d'onde intégré au substrat SIW**

### **I.4.1. Introduction**

Le progrès de la recherche et du développement dans le domaine des hautes – fréquences (micro-ondes) ,ainsi que des antennes et des dispositifs a ondes millimétriques qui ont été apparus , des nouvelles technologies qui ont été introduites et qui sont associés au guide d'intégration du substrat (GIS) pendant ces derniers années .SIW est proposé et étudié en tant que classe des lignes de transmission efficaces compatibles avec les technologies planaires .

Cette dernière a le rôle de constituer une alternative au guide d'ondes métalliques telles que les lignes de transmission soit que ce soit des câbles coaxiaux, des câbles à deux fils qui ont traditionnellement utilisées pour la transmission d'énergie électromagnétique .Ces lignes de transmission entraînent beaucoup de pertes de rayonnement, de cuivre, d'effet de peau ...et de pertes diélectriques, de plus ils sont de nature non plane et leur intégration au circuit planaire et à ses composants est donc complexe . Et puisque les guides d'ondes métalliques sont de meilleurs options de guidages d'ondes que les lignes de transmission traditionnelles, par conte qu'ils sont volumineux et de nature non plane .Ce qui permet d'avoir justement une incompatibilité avec tout ce qui est proposé par le guidage de substrat intégré.

La technologie SIW est un aspirant émergent pour le progrès des antennes, des circuits et des composants permettant de créer un lien entre la technologie plane et non plane.

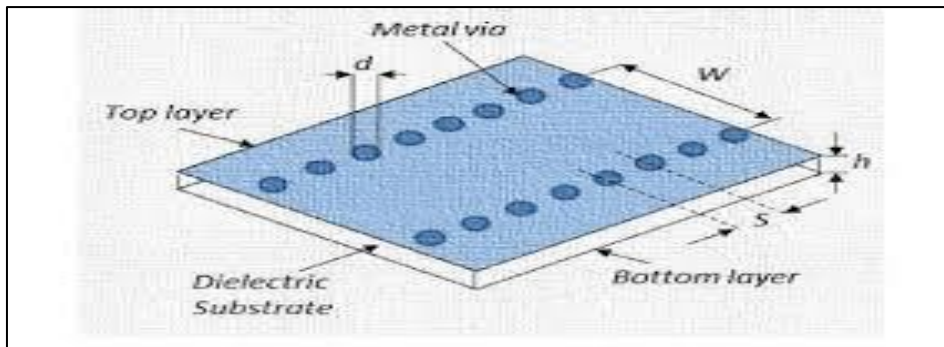
La présente étude a pour objectif de fournir une impression et une exploitation de la conception d'antennes à base de guides d'ondes intégrés au substrat, soumises à différents structures, mécanismes d'alimentation et de performances [25].

### **I.4.2. Le départ de la technologie SIW**

Le vrai départ était au départ des années 1990, dont plusieurs essais (démarches) ont été proposés pour la mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaire.

En 1994, il y'avait la proposition d'un nouveau guide d'onde diélectrique –chargé sous forme d'une structure basée sur de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique de la part d'un brevet japonais.





**Figure I.27.** Contribution à la modélisation des structures SIW.

Par la suite, le brevet Américain a proposé un guide d'onde avec un processus LTCC (Low Temperature co ceramics) en 1995, le terme est équivalent à une structure diélectrique multicouche.

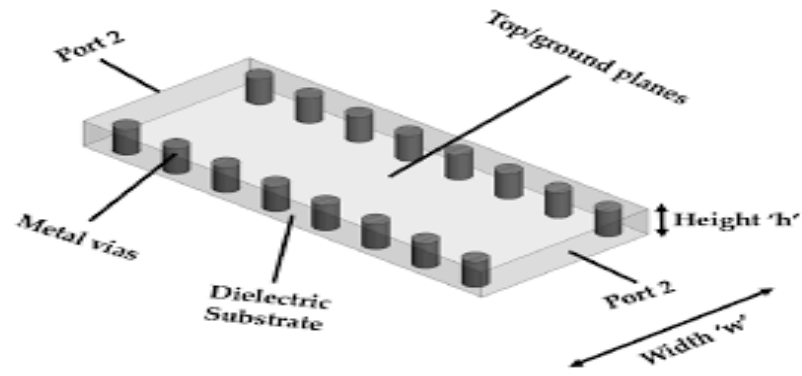
La première réalisation des antennes à base de la technologie SIW était en 1997.

En 1998, le SIW est également connu sous le nom de guide d'ondes post-mur ou de guide d'ondes stratifié (Uchimura et al.).

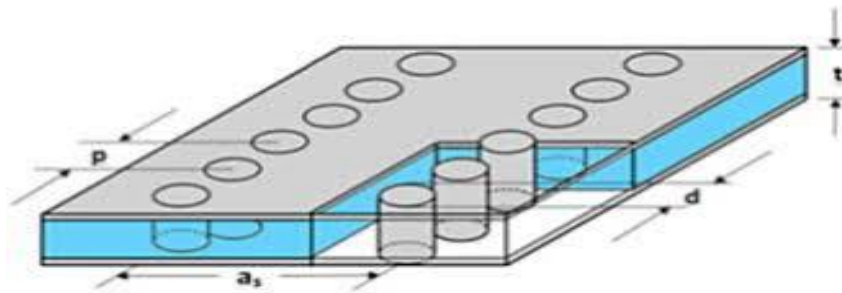
Une nouvelle technologie du guide d'onde a été développée, exactement en 2001, de la part de D. Deslandes et K. Wu dont elle s'est basée sur l'utilisation des différents modes de propagation volumiques au sein du substrat, en conservant bien sur la réalisation planaire [25].

La structure SIW est à la base de la conception de plusieurs circuits planaires millimétriques. Elle est basée sur la réalisation du guide d'ondes dans un substrat diélectrique.

Les métallisations supérieures et inférieures du substrat (plans de masse) sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure du guide d'ondes. Tandis que le substrat contient des rangés de vias métalliques soudées au deux plaques pour assurer les parois latérales ce qui est montré dans les figures suivantes [26]:



(a)



(b)

**Figure I.28.** (a) et (b) Structure d'un guide d'onde intégré au substrat.

### I.4.3. Les caractéristiques de propagation de la technologie SIW

Fondamentalement, la géométrie de SIW est proche de celle d'un guide d'onde diélectrique rectangulaire. Cependant en adoptant le processus de fabrication des PCB, utilisés pour les microrubans, la hauteur est considérablement réduite à l'épaisseur du substrat de PCB.

Les larges parois métalliques sont remplacées par deux cuivres feuilles et les murs étroits sont remplacés par deux rangées de vias plaqués qui sont percés à travers le substrat. Si les vias sont suffisamment proches les deux rangées deviennent équivalentes à deux murs pour les ondes électromagnétiques et, par conséquent, une paire de via dans la section transversale peut générer une boucle de courant.

Comme il ya des passages sur les parois latérales, les modes magnétiques transverses (TM) n'existent pas,  $TE_{10}$  est donc le mode dominant.

Comme SIW hérite en grande partie des propriétés d'ondes métalliques, il existe une fréquence de coupure en dessous de laquelle il n'y a pas de propagation. Il peut être calculé pour le mode fondamental tel que décrit dans les équations ci-dessous qui traite des caractéristiques de dispersion de la structure de SIW [25] :

$$f_{c10} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r} \cdot a_{eff}} = \frac{c}{2a} \quad (I.86)$$

$$\text{ou : } a_{eff} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.87)$$

$$a_{eff} = a_{réel} - \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.88)$$

$$\text{Ou : } a_{réel} = a_{eff} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.89)$$

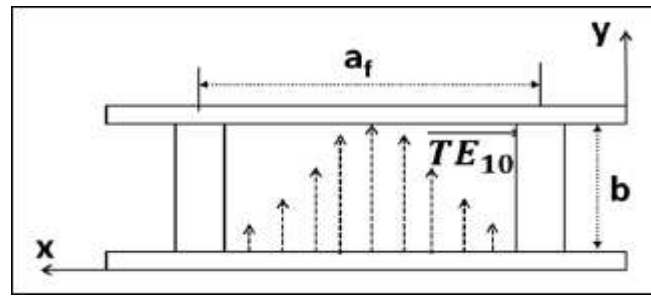
Une formule précise de la largeur effective d'un SIW est donnée dans (I.84). La nouvelle équation prend en compte l'effet de dispersion généré par le rapport  $d/a_f$  ainsi, la constante de propagation SIW peut correspondre à celle d'un guide d'ondes rectangulaire, comme indiqué par la suite

$$a_{eff} = a_{réel} - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{a_{réel}} \quad (I.90)$$

Par conséquent, en ajustant correctement l'espace entre les vias, le diamètre et la largeur.

Les pertes par fuite de la structure SIW sont négligeables et une procédure de conception est proposée.

On peut remarquer que l'un des principaux changements de comportement d'une SIW par rapport à une forme rectangulaire du guide d'onde est le courant de surface. Dans les guides d'ondes conventionnels, la surface actuelle circule librement dans n'importe quelle direction dans le cas de SIW, en raison de trous traversant, le flux de courant est limité à une direction verticale. Comme la structure de trous de passage est périodiquement espacée, le courant de paroi latérale ne peut pas circuler à côté du SIW à travers chaque intervalle régulier. C'est pourquoi il n'y a que le mode  $TE_{m0}$  électrique transversal pouvant se propager et, par conséquent, le premier mode (mode fondamental) est le mode  $TE_{10}$ . comme illustré sur la figure suivante :



**Figure I.29** .Mode de propagation en technologie SIW .

Pour concevoir une bonne structure SIW, il faut suivre quelques étapes de conception

Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants :

Le diamètre  $D$  des vias, la distance  $b$  entre les vias.

Les règles de conception sont :

$$D < \frac{\lambda_g}{5} \quad \text{et} \quad b \leq 2D \quad (\text{I.91})$$

Où :  $\lambda_g$  est la longueur d'onde du guide

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{2\pi f^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{I.92})$$

Le problème principal dans la conception des circuits SIW est lié à la minimisation des pertes .Il faut juste modifier des paramètres géométriques, à savoir l'épaisseur du substrat  $h$ , le diamètre  $D$  des vias métalliques, et leur espacement  $b$ , l'épaisseur  $h$  joue un rôle important .Augmenter la hauteur  $h$  augmente le volume du substrat, ce qui réduit les pertes conductrices

En général, les pertes par rayonnement ne sont pas affectées par l'épaisseur du substrat .Un autre paramètre géométrique important est le diamètre  $D$  .En augmentant le diamètre d'un via métallique, les pertes conductrices vont augmenter, tandis que les pertes diélectriques vont diminuer parce qu'on réduit le volume pris par le diélectrique. Un comportement similaire est observé avec l'espacement  $b$ .

La réduction de  $b$  fait augmenter les pertes conductrices (en raison de l'augmentation de la surface métallique) et les pertes diélectriques restent pratiquement inchangées. Pour ces deux paramètres, la condition de (I.88) doit être utilisée pour garder des pertes par rayonnement faibles.

## I.4.4. Topologies de la technologie SIW

### I.4.4.1. Circuits passifs SIW

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement des composants avec une taille réduite par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Les figures suivantes nous donnent une idée sur les différents circuits passifs existants tels que filtre passe bande, coupleur SIW, guide rectangulaire SIW, duplexeur [27] :

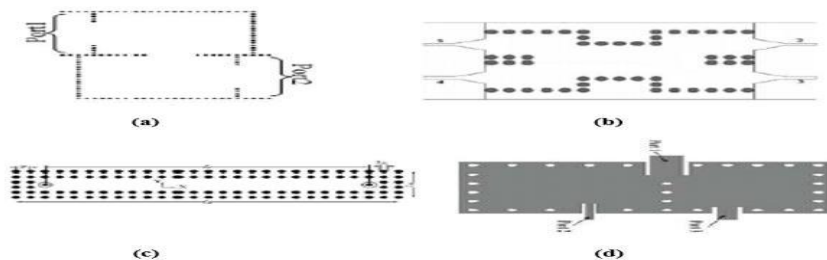
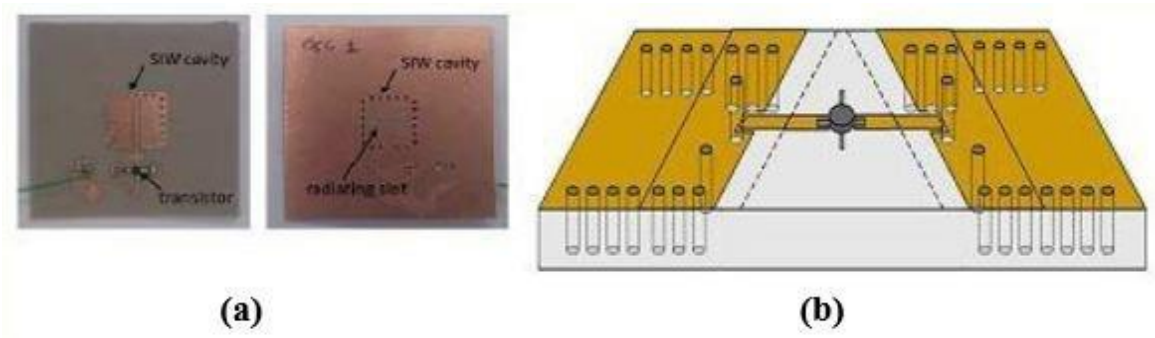


Figure I.30. Exemples de circuits passifs, (a) filtre passe bande, (b) coupleur SIW, (c) guide rectangulaire SIW, (d) duplexeur SIW.

### I.4.4.2. Les circuits actifs SIW

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW n'était pas vraiment appliquée comparée à celle des circuits passifs. La conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Quelques exemples reportés sur les figures suivantes :

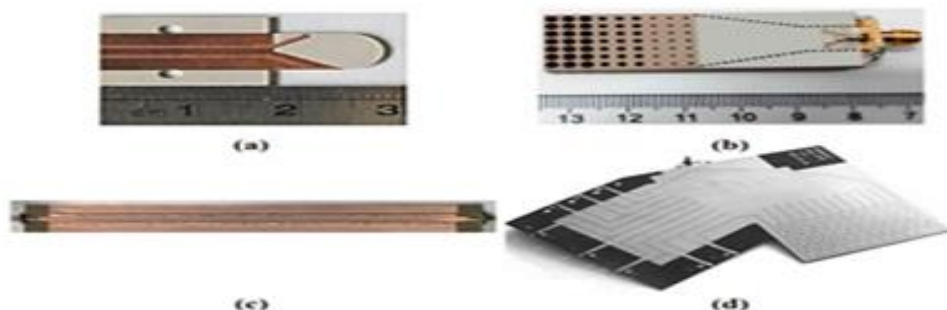


**Figure I.31.** Exemples des circuits actifs, (a)oscillateur SIW (b) amplificateur SIW.

#### I.4.4.3. Les antennes SIW

Les antennes sont l'un des composants clés des systèmes émetteurs –récepteurs. Exemples des antennes SIW, sont données à la Fig.(I.32). Utilisation d'un substrat de grande permittivité, taille d'antenne peut être diminué par rapport à la même structure à base de guide d'onde creux. Par conséquent, les antennes SIW sont appropriées pour les systèmes qui exigent de compacité et efficacité. Comme représenté sur la figure suivante (a) pour une antenne AL TSA, dans(b)pour une antenne cornet et (c) pour une antenne à fuites [25].

Il existe plusieurs topologies d'antennes qui ont été démontrées sur la base SIW. La figure ci-dessous est l'exemple



**Figure I.32.**topologies des antennes : (a) AL TSA, (b), antenne cornet, (c)antenne à fuites, réseau d'antenne.

#### **I.4.4.3.1. Antenne cornet (Horn antenna)**

Les antennes cornets sont des dispositifs très utilisés pour la propagation d'ondes guidées. Ils offrent un gain élevé et une bande passante relativement large et elles ne sont pas difficiles à fabriquer, Pour cette raison ses utilisations sont très répandues en hyperfréquences .Il existe trois types de base de cornets rectangulaires. Le cornet agit comme une transition progressive d'un mode de guide d'onde à un mode d'espace libre en ondes électromagnétiques. Les champs de rayonnements des antennes à ouverture tels que les fentes, les guides d'ondes ouverts, antenne à réflecteur et à lentille sont déterminées à partir de la connaissance des champs au-dessus de l'ouverture de l'antenne.

Afin d'avoir une ouverture étroite dans les deux plans E et H, une charge diélectrique a été ajoutée à l'antenne cornet au niveau du plan H du plan SIW.

Les antennes cornets sont utilisées pour de nombreuses applications spécialement les communications micro-ondes, les différents sources pour les antennes réflecteurs, ainsi que les éléments radars [28].

#### **I.4.4.3.2. Antenne à cavité résonante**

La technologie SIW permet des antennes à cavités résonantes .Ces types d'antennes offrent de meilleures performances car elles suppriment la propagation des ondes de surface, augmentent la largeur de bande, diminuent le rayonnement de polarisation croisée et élargissent la plage de fréquence applicable [29].

#### **I.4.4.3.3. Antenne à onde progressive (TWA)**

##### **I.4.4.3.3.1. Définition**

Les antennes à ondes progressives ce sont des antennes non résonantes ou des antennes périodiques, ce sont une classe d'antennes qui utilisent une structure à ondes progressives sur une structure de guidage comme principal mécanisme de rayonnement.

##### **I.4.4.3.3.2. Les différentes catégories d'une TWA**

Les antennes à ondes progressives appartiennent à deux catégories générales, les antennes à ondes lentes dont l'onde guidée est une onde lente, c'est -à- dire une onde qui se propage avec une vitesse  $V_{ph}$  qu'elle est inférieure à la vitesse de la lumière en espace libre

.Une telle onde ne rayonne pas fondamentalement par sa nature et la radiation ne se produit que par discontinuités [30] .

En revanche, comme une deuxième catégorie, on a l'onde d'une antenne à fuites (LWA) peut être une onde rapide dont sa vitesse de phase est supérieure à la vitesse de la lumière .Ce type d'onde rayonne d'une manière continue sur toute sa longueur .Les antennes à fuites sont peu coûteux, faciles à fabriquer et conviennent donc à la fabrication en série. Ils peuvent être divisés en deux genres :

**a. Périodique :**

Dont sa structure est composée uniforme qui prend en charge une onde lente (non rayonnante) qui a été modulée périodiquement d'une manière ou d'une autre.

**b. Uniforme :**

Dont elle présente une section transversale uniforme (constante) le long de la structure .Généralement sous la forme d'un guide d'onde qui a été partiellement ouvert afin de permettre la radiation.

L'onde guidée sur la structure uniforme est une onde rapide, et rayonne au fur et à mesure qu'elle se propage

#### **I.4.4.3.3.3. Structure d'une antenne à ondes progressive**

Les antennes à ondes progressives sont fabriquées soit avec des radiateurs discrets placés le long de l'axe à une certaine distance les uns des autres, soit sous la forme d'un radiateur continu qui s'étend dans la direction de l'axe. (Cette dernière est considérée comme la somme de radiateurs discrets adjacents). L'antenne Yagi et l'antenne hélicoïdale appartiennent à la première catégorie .L'antenne tige diélectrique et l'antenne boisson appartiennent à la seconde.

Il existe également des antennes à ondes progressives constituées de plusieurs éléments, dont chacun est une antenne à ondes progressives du second type (l'antenne rhombique et d'autres). Ce type d'antenne est utilisé dans les installations de réception et d'émission pour toutes les longueurs d'onde de la bande radio [31] .



#### I.4.4.3.3.4. Caractéristique de rayonnement

L'antenne à ondes progressives à son maximum de rayonnement (réception) dans la direction de son axe. La directivité est donnée par la formule suivante [32-33]:

$$D = \frac{k \cdot m}{\lambda} \quad (I.93)$$

Ou :

$m$  est la longueur de l'antenne,  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $k$  est un coefficient qui dépend de la directivité de l'élément rayonnant individuel, de la vitesse de phase de l'onde mobile, des relations entre amplitudes de courant dans les éléments rayonnants et autres facteurs.

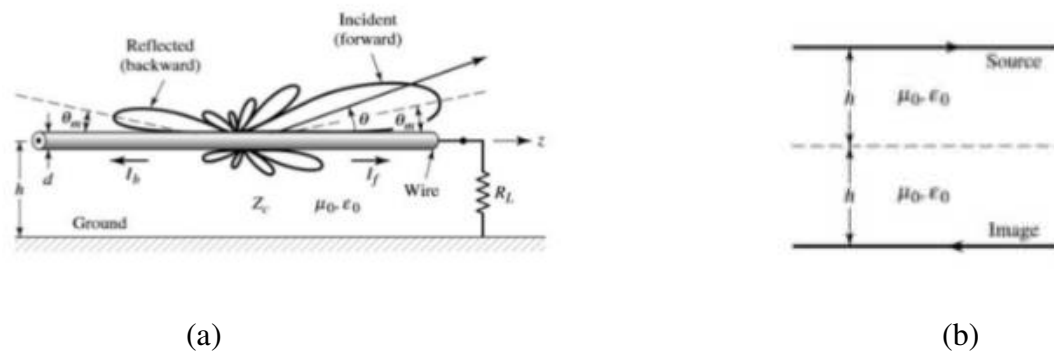
La valeur de  $k$  est généralement comprise entre 4 et 8. La directivité atteint un maximum lorsque la vitesse de phase  $v_{ph}$  de l'onde progressive est légèrement inférieure à la vitesse de la lumière  $c$  et égale à :

$$v_{ph} = \frac{c \cdot 2l}{(2m + \lambda)} \quad (I.94)$$

Les caractéristiques typiques d'une antenne à ondes progressives sont la forme de son Diagramme de rayonnement tridimensionnel à symétrie axiale (c'est-à-dire que la forme

que la forme du motif est la même dans tout plan passant par l'axe de l'antenne) et le maintien d'une directivité adéquate (antenne à ondes progressives) sur une large gamme de longueurs d'ondes. La première caractéristique devient de plus en plus évidente lorsque le rapport  $\frac{1}{\lambda}$  est de la symétrie axiale du diagramme de rayonnement de chaque élément rayonnant augmentent.

Les caractéristiques de rayonnement des antennes à ondes progressives sont excitées par un courant non sinusoïdal, telles que les fonctions de diagramme de puissance moyenne et la directivité, et le contrôle de la forme d'onde de l'espace du rayonnement.



**Figure I.33.** (a) fil au-dessus du sol et son diagramme de rayonnement (b) sources et images équivalentes.

#### I.4.4.3.3.5. Domaines d'application

- Application commerciales.
- Applications militaires.
- Pour les communications radiofréquences.
- Les communications micro-ondes.
- Les endroits fermés comme des tunnels.
- Domaine aéronautique.

#### I.4.4.3.3.6. Avantage et inconvénient

Facile à construire.

Moins cher que l'antenne V.

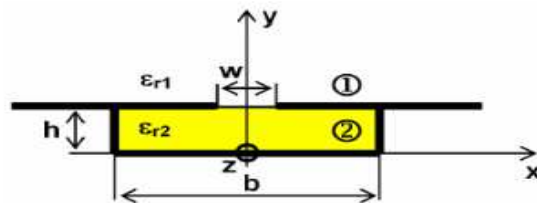
Très simple, elle supporte une large bande.

Comme un inconvénient, elle fournit des forts lobes mineurs.

### I.4.4.3.3.7. Exemple d'application

#### a. Antenne à fuite à base d'un guide d'onde avec un substrat intégré rayonnant dans un large mur :

Ce travail qui a été réalisé par les chercheurs Jan Machac, Petr Lorenz, Mustafa Saglam, Cao-Tri Bui et Wilhelm Kraemer, présente l'application d'un guide d'onde à substrat intégré pour la conception d'une antenne à fuite qui rayonne depuis une fente dans le large mur [34]. Le principale avantage de ses antennes et qu'ils permettent d'économiser de l'espace et peuvent être situées sur la surface externe de divers corps. L'antenne est alimentée par une ligne microruban et le premier mode de fuite d'espace présentant une symétrie irrégulière et excité le long de la ligne.



**Figure I. 34** .Coupe transversale du guide d'onde plat fendu.

L'antenne émet un Faisceau qui peut être dirigé vers l'avant en modifiant la fréquence. Cette antenne rayonne à partir d'un demi-mode. Une large bande passante et un rayonnement quasi-omnidirectionnel ont été obtenus. Le SIW a été utilisé en tant que LWA capable de diriger le faisceau principal du diagramme du rayonnement en modifiant la fréquence de presque en arrière en direction en avant.

Le SIW LWA émanant d'une fente longitudinale gravée dans le large mur supérieur proposé dans cet article a été conçu et fabriqué, ils ont fabriqué une antenne à ondes de fuite en deux types, l'une avec un seul port et l'autre avec deux ports. Les deux types d'antennes contiennent des transitions de la ligne de transmission microruban à la ligne de transmission SIW. L'antenne à 1 port est connectée à une extrémité à un connecteur K et se termine à l'autre extrémité par une correspondance de  $50 \Omega$ . L'antenne à 2 ports est connectée aux deux extrémités aux connecteurs K. Ceci permet d'effectuer des mesures de l'antenne sur deux ports et une évaluation des pertes de radiation, comme indiqué les figures ci-dessous :



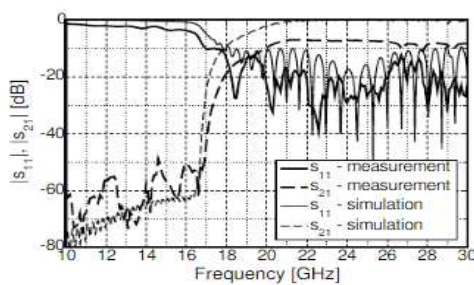
(a)



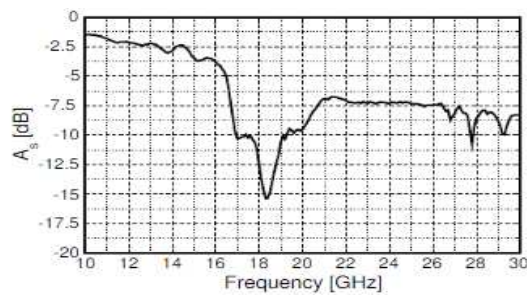
(b)

**Figure I.35.** (a) antenne à ondes fuites avec un seul port, et avec deux ports (b).

Les paramètres S mesurés et les caractéristiques de l'antenne se confondent avec les résultats calculés à partir de l'utilisation d'un bilan analytique.



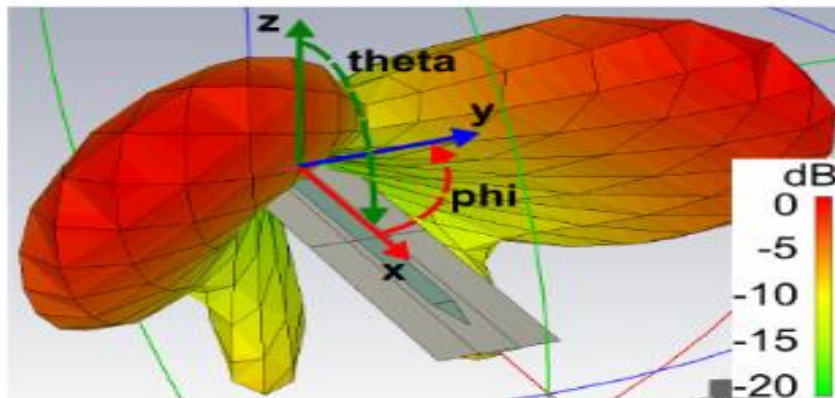
(a)



(b)

**Figure I.36.** (a) Paramètres S mesurés et simulés de l'antenne à 2 ports, (b) pertes totales.

La bande de fréquence de fonctionnement définie par un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB commence à 18 GHz est limitée au-dessus par l'existence du mode de fuite spatiale documenté dans les caractéristiques de dispersion soit environ 20.5 GHz.



**Figure I.37.** Diagramme de rayonnement simulé à  $f=19\text{GHz}$ .

La bande de fréquence de fonctionnement est comprise entre 18GHz et 21GHz et le gain est d'environ 7dB à 19 GHz .L'antenne émet un faisceau dirigé dans le plan vertical de 48 à 18GHz à 15 à 21 GHz.

Le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal est remarquablement plus large que dans le plan vertical et il est divisé en deux sous-faisceaux .L'antenne conçue convient bien pour être intégrée aux réseaux d'antennes et à tous les systèmes d'émission ou de réception.

Un processus de PCB est appliqué pour fabriquer cette antenne

### I.5. Tableau de comparaison

Technologie	Pertes	Capacité de traitement de puissance	coût
Guide d'onde (classique)			
Les lignes de transmissions planaires			
Technologie SIW			

Tableau I.3. Tableau de comparaison

## **I.6. Conclusion**

Au bout de ce chapitre, nous étions intéressé à présenter des généralités sur les guides d'ondes, en précisant ses différents types, définitions et leurs modes de propagations existés, à généraliser les notions d'une manière brève, tels que les antennes, leurs différents caractéristiques et théories de propagation.

En passant par la suite, à la technologie planaire dont nous avant discuter sur ses différents types, ainsi que leurs caractéristiques de propagation, leurs avantages et inconvénients

Une nouvelle technologie a été introduite en suivant, c'est la technologie SIW qui permet d'exploiter les propriétés de la propagation guidée pour transformer un substrat en un guide d'onde. De ce fait, il est important de comprendre le fondement théorique derrière ce phénomène physique.

Nous avons aussi cité les différents types d'antennes tels que l'antenne cornet, l'antenne à cavité résonnante, ainsi que l'étude théorique de l'antenne à onde progressives et nous avons clôturé ce chapitre par un exemple d'application afin de simplifier les choses et de les mettre en leurs places.

# **Chapitre II**

## **Conception et Simulation de des guides SIW en bande S et C**

## II.1. Introduction

Le principe de la technologie des guides d'ondes intégrée au substrat est de réaliser un guide d'onde volumique dans un substrat planaire, en plaçant deux rangées de vias métalliques (des trous métallisés) dans un substrat. Ces deux rangées de vias créent l'équivalent de deux murs électriques pour les ondes électromagnétiques si les vias sont placés de façon suffisamment proche.

La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique.

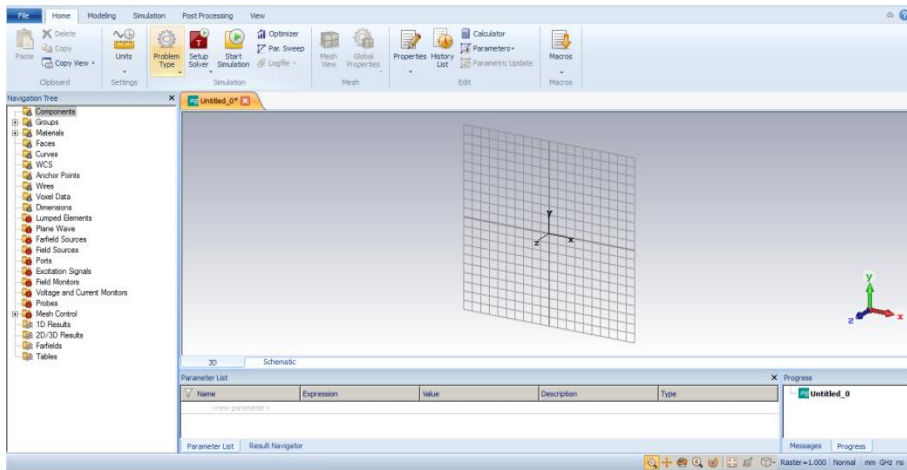
Ce chapitre sera réservé à la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes en technologie SIW opérant dans les deux bandes de fréquence désirées C et S qui s'étalent sur [4-8] GHz et [2-4] GHz respectivement pour le mode  $TE_{10}$ . La conception a été achevée en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de Télécommunication CST Microwave Studio qui permet d'étudier la performance de propagation de la longueur d'onde dans SIW.

## II.2. Logiciel CST

CST (MICROWAVE STUDIO) est un logiciel complet pour l'analyse en 3D. Il développe et commercialise une suite de solutions de modélisation électromagnétique de haute performance. Ceci permet de réaliser des économies conséquentes sur le cout et le temps de développement, de réduire les risques et ainsi augmenter les performances et profits.

Parmi tous les dispositifs le CST a été choisi pour simuler les coupleurs, filtres, connecteurs, antenne, tube d'onde progressive, il est utilisé dans les plus grandes entreprises de technologie et d'ingénierie du monde [35].





**Figure II.1. CST MICROWAVE STUDIO.**

CST MICROWAVE STUDIO fait partie de la suite CST Design Studio et offre un certain nombre de solveurs différents, pour différents domaines d'applications. Étant donné qu'aucune de ces méthodes ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'applications, le logiciel contient quatre techniques de simulations différentes (transient solver, frequency domain solver, integral equation solver, eigenmode solver) pour mieux répondre à leurs applications particulières.

Le solveur le plus flexible est le « transient solver » ou solveur transitoire, permettant de faire la simulation d'une large bande de fréquences simultanément dans la même tentative de calcul.

### II.2.1. Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio

Le logiciel CST Microwave studio a plusieurs caractéristiques parmi lesquelles on cite:

- ✓ La rapidité et la précision pour éviter les perturbations.
- ✓ La structure peut-être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma.
- ✓ Caractéristique hybride à base de modélisation permet des changements structurels rapides.

### II.3. Condition d'adaptation

➤ C'est quoi ?

Lorsque l'impédance de la ligne de transmission est la même que celle de l'antenne [36], le transfert d'énergie est optimal. Ceci permet d'annuler le coefficient de réflexion  $S_{11}$  en entrée de l'antenne ou  $\rightarrow S_{11}=0 \rightarrow Z_{in}=Z_c$

Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchie en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique.

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (\text{II.1})$$



Figure II.2. Une ligne de transmission adaptée.

➤ Pourquoi ?

- On cherche à maximiser la puissance transmise à la charge.
- Pour les composants critiques (antenne, amplificateur faible bruit), améliore le SNR.
- Pour un réseau de distribution de puissance (ex : antennes), permet de réduire les erreurs de phase et d'amplitude.

## II.4. Les paramètres S

Les paramètres S sont des coefficients de diffraction ou de répartition utilisés régulièrement dans le domaine des hyperfréquences, en électronique pour décrire le comportement électrique de réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée.

Ces paramètres dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux. Ils sont définis en termes de charges adaptées ou non adaptées et généralement représentés sous forme matricielle.

➤ C'est quoi la matrice S (Scattering Parameters) [37] ?

C'est une matrice d'onde qui relie les ondes incidentes avec les ondes réfléchies par les ports du dispositif. Chaque port correspond à une ligne de transmission d'un mode qui se propageait dans un guide d'onde.

Un dispositif hyperfréquence à N ports s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

D'où: 
$$b_1 = S_{11}a_2 + S_{12}a_1 \quad (\text{II.3})$$

$$b_2 = S_{21}a_2 + S_{22}a_1 \quad (\text{II.4})$$

Ainsi chacun de ces paramètres possède une signification particulière:

- $S_{11}$  est le facteur de réflexion à l'entrée (la sortie étant adaptée).
- $S_{21}$  est le facteur de transmission à l'entrée → sortie (la sortie étant adaptée).
- $S_{22}$  est le facteur de réflexion en sortie (l'entrée étant adaptée).
- $S_{12}$  est le facteur de transmission en sortie → entrée (l'entrée étant adaptée).

## II.5. Application au bande S et C

### II.5.1. Bande C

La bande C est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 4 à 8 GHz utilisé par les satellites. La puissance d'émission, qui lui est généralement associée, est relativement faible, elle nécessite donc des paraboles de grande taille pour sa réception et est particulièrement développée en Afrique [38].

La bande C Est un spectre utilisé par les satellites, vital pour toutes les communications globales.

- ✓ Largement utilisée pour les communications globales par satellite.
- ✓ Fournit une large couverture géographique, indispensable pour la télévision et les autres communications globales.
- ✓ Extrêmement fiable, même dans les régions pluvieuses.

Les faisceaux de satellite dans la bande C couvrent de larges zones géographiques et facilitent les communications intercontinentales et mondiales. Ces faisceaux sont plus concentrés sur des régions plus petites afin de résister à l'affaiblissement marqué des signaux dus aux effets de l'atmosphère.

Grâce à leur grande portée géographique, les faisceaux de la bande C offrent une couverture financièrement viable des petits marchés et des régions à faible densité de population. La bande C permet de couvrir une région et d'assurer une grande disponibilité du signal, même dans les zones à fort taux de précipitation, les fréquences qui s'y trouvent n'étant quasiment pas affectées par les effets d'affaiblissement par la pluie.

### II.5.2. Bande S

La bande S à des utilisations différentes par pays ce qui l'a rapidement rendu ingérable dans le cadre d'une maîtrise globale des communications terrestres et par satellite, est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 2 à 4 GHz. Utilisée pour certains transmetteurs audio/vidéo de puissance maximale 20 mW et aussi pour le Wi-Fi (2400 à 2460 MHz) [39].

La NASA utilise une partie de cette bande pour les communications avec la navette et la station spatiale internationale (ISS).

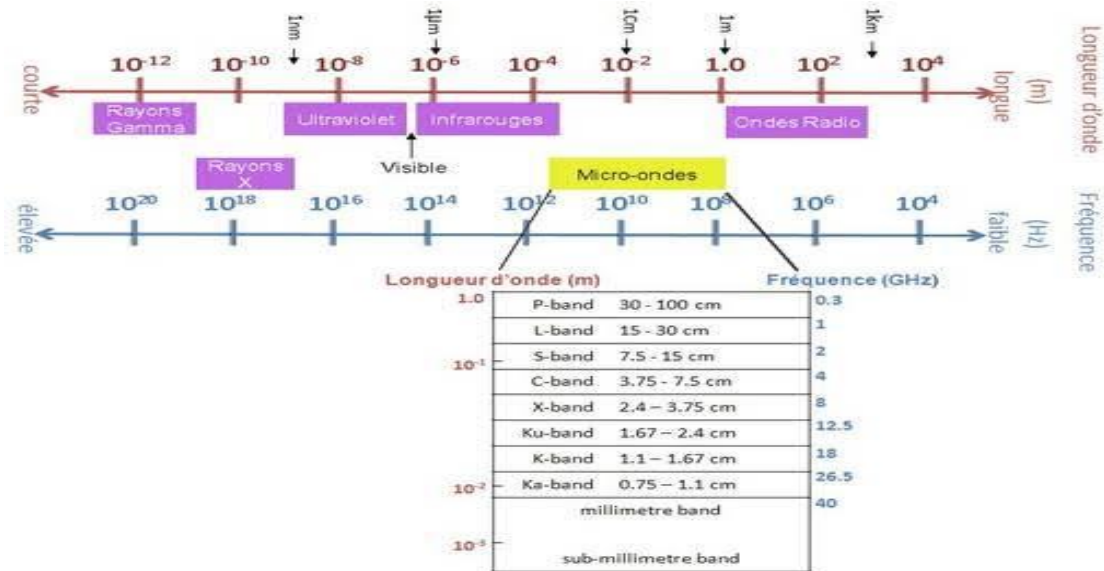


Figure II.3. Répartition des bandes de fréquences en télécommunication.

Bandes de fréquences	Applications
Bande L	Radionavigation, service mobile par satellite
Bande S	service mobile par satellite (aéronautique, terrestre, maritime)
Bande C	Téléphonie fixe et radiodiffusion
Bande X	Communications gouvernementales et militaires cryptées Contenus informatifs importants : diffusion de télévision.
Bande Ku	Application multimédia (vidéo conférences, fichiers informatiques).
Bande K	Communications haut débit civiles.
Bande Ka	Télévision par satellite.

Tableau II.1. Utilisation des bandes de fréquences en télécommunication [40].

## II.6. Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande C et S

### II.6.1. Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande S

Dans cette section, nous présentons un guide qui travaille dans la bande de fréquence [2-4 GHz]. La fréquence de coupure calculée pour le mode  $TE_{10}$  qui est de 2 GHz devra être respectée afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande S.

Sur la figure II.4, nous présentons la structure du guide SIW opérant en bande S.

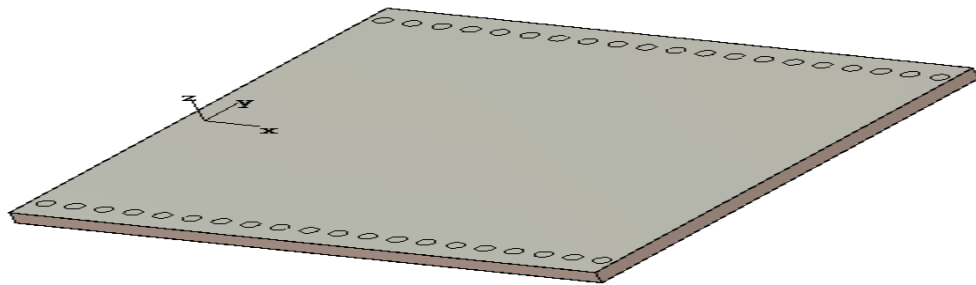


Figure II.4. Structure du guide SIW opérant dans la bande S sous CST.

Le tableau suivant illustre les paramètres de SIW et Les caractéristiques de diélectrique.

La largeur	X	36 mm
Le diamètre de via	D	1 mm
La distance entre les vias	P	1.8 mm
L'épaisseur de substrat	H	1.54 mm
Permittivité relative	$\epsilon_r$	4.3
La fréquence de coupure	$f_c$	2 GHz
Facteur de dispersion	Tgd	0.018
La largeur réelle	$a_s$	36 mm

Tableau II.2. Les spécifications de guide SIW.

## II.6.2. Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande C

Dans cette section, nous présentons un guide qui travaille dans la bande de fréquence [4-8 GHz]. La fréquence de coupure calculée pour le mode  $TE_{10}$  qui est de 4 GHz devra être respectée afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande C.

Sur la figure II.5, nous présentons la structure du guide SIW opérant en bande C.

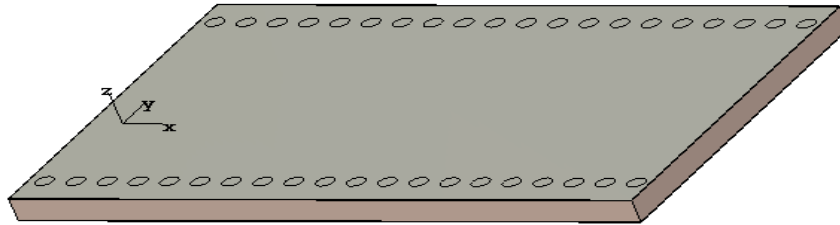


Figure II.5. Structure du guide SIW opérant dans la bande C sous CST

Les dimensions de notre guide SIW dans la bande C sont les mêmes sauf la largeur efficace et la fréquence de coupure qui changent :

- La largeur efficace  $a_s = 18.4$  mm
- La fréquence de coupure  $f_c = 4$  GHz

## II.7. Résultat des simulations sans taper

### II.7.1. En bande S

Les résultats de simulation de ce guide SIW à l'aide du logiciel CST donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure II.6.

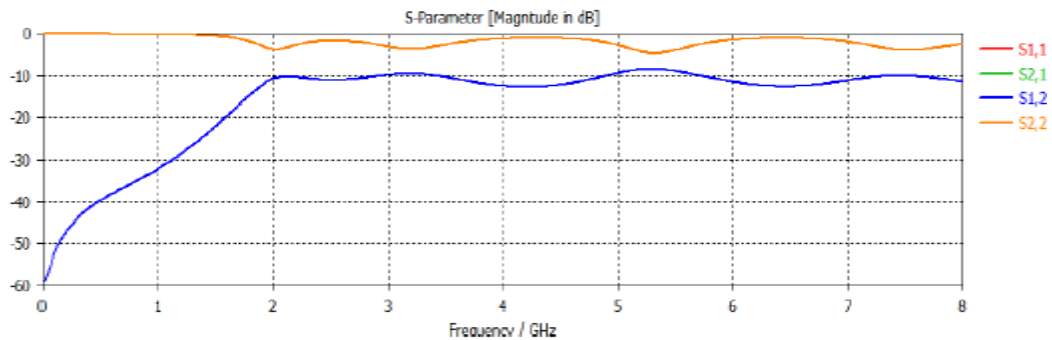


Figure II.6. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande S.

D'après les résultats de simulation de la figure II.6, nous constatons que dans la bande [0-2 GHz] c'est-à-dire au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 2$  GHz, nous avons une mauvaise réjection ou le coefficient de transmission est pratiquement nul et la réflexion est presque totale. Au-delà de la fréquence de 2 GHz nous observons une stabilisation du coefficient de transmission à l'ordre de -10 dB ceci est dû à la mauvaise adaptation du guide.

## II.7.2. En bande C

Sur la figure ci-dessous, nous présentons notre guide opérant en bande C avec une fréquence de coupure de 4 GHz.

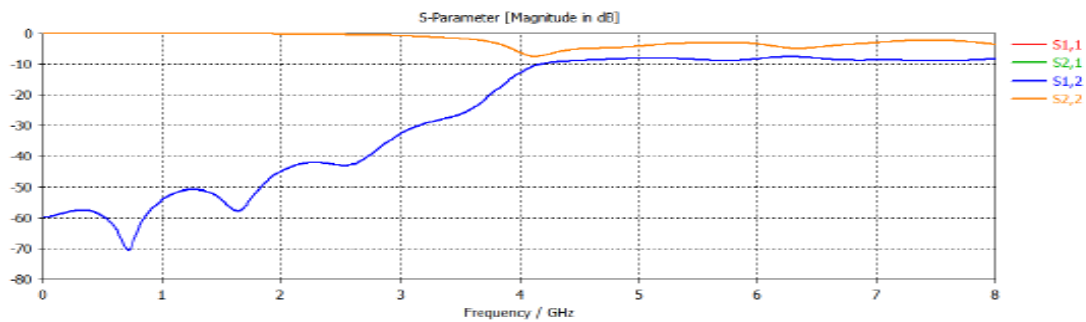


Figure II.7. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.

Dans la figure II.7, nous observons aussi que dans la plage [0 – 3GHz] nous avons une mauvaise transmission qui est pratiquement nul et une réflexion maximale qui atteint 0 dB. À partir de la fréquence de coupure  $f_c=4$  GHz, nous remarquons qu'il y a une stabilité du coefficient de transmission, mais comme nous l'avons déjà traité ce résultat nécessite une adaptation.

## II.8. Problématique

Lorsque l'impédance de la ligne de transmission n'est pas la même que celle de la charge (l'antenne par exemple), le transfert d'énergie n'est pas optimal ce qui signifie une mauvaise transmission.

Tout d'abord la ligne de transmission est un dispositif utilisé pour transférer l'énergie vers l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur, permis ses caractéristiques l'impédance et l'affaiblissement linéique. Si le transfert d'énergie est minimal, une partie de l'énergie émise retourne à l'émetteur et il apparait des ondes stationnaires sur la ligne.



Malgré que la technologie SIW évite les problèmes des autres technologies, cette dernière à des défauts. Le défaut majeur dans cette technologie est l'impossibilité de transférer l'énergie ce qui explique une désadaptation.

Dans cette partie, on se focalise à une solution dite solution fondamentale pour résoudre cette problématique d'adaptation.

## II.9. Adaptation

Pour assurer une transmission totale et améliorer les résultats obtenus, il est nécessaire de transiter le signal.

Le signal transitant par un guide d'onde dans les systèmes hyperfréquences, demandent généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire et le guide d'onde [41].

Pour réaliser ces transitions, il existe plusieurs techniques, l'une de ces techniques est celle de la transition micro-ruban [42] qui est fondée sur l'insertion d'un taper qui est très efficace et à large bande.

La figure suivante illustre la transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec un taper.

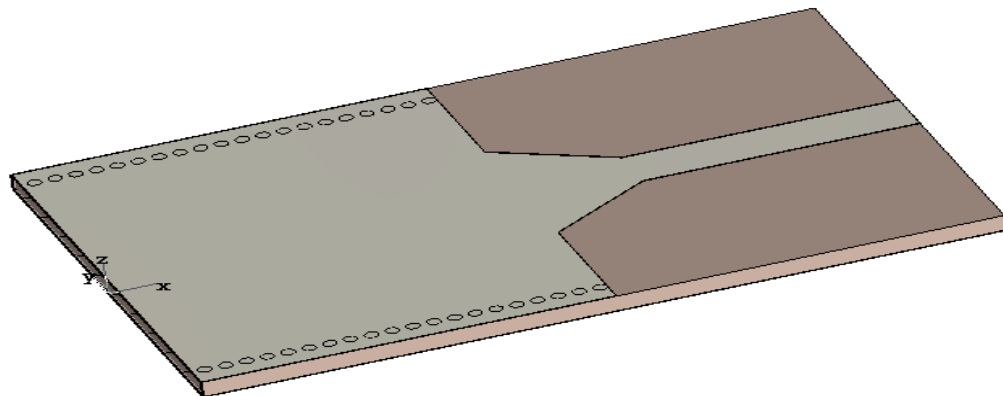


Figure II.8. La transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec un taper.

Ce taper a été proposé comme solution à la transformation sans pertes pour améliorer l'adaptation, il doit permettre de transformer le mode quasi-TEM de la ligne microruban en mode TE<sub>10</sub> dans le guide d'ondes et par conséquent ramène l'impédance caractéristique de la ligne à celle du guide SIW pour assurer une parfaite adaptation. Donc il est indispensable de connaître les impédances d'entrée et de sortie ( $Z_p$ ,  $Z_{TE}$ ) [43].

De ce fait nous avons fixé l'impédance d'entrée 50 ohm et calculer l'impédance de sortie  $Z_p$  comme suit :

$$Z_p = Z_{TE} \left[ \frac{\pi^2 \cdot h}{8 \cdot a_s} \right] \quad (\text{II.5})$$

Pour calculer l'impédance de guidage, il est également nécessaire de calculer l'impédance d'onde de mode TE, qui est donnée par :

$$\text{Avec : } Z_{TE} = 120\pi \left( \frac{\gamma_g}{\gamma} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r}} \quad (\text{II.6})$$

$$\gamma_g = \frac{\gamma}{\sqrt{1 - \left( \frac{\gamma}{\gamma_c} \right)^2}} \quad (\text{II.7})$$

Ces paramètres sont utilisés pour construire un taper d'une longueur  $L_{out} + L_{in}$  de d'une largeur  $W_{out} + W_{in}$  pour chaque guide à l'aide de l'outil de conception ADS, qui sera intégrée au guide d'onde SIW sur notre logiciel CST dans le but d'avoir une adaptation. Comme la montre la figure II.9 [44].

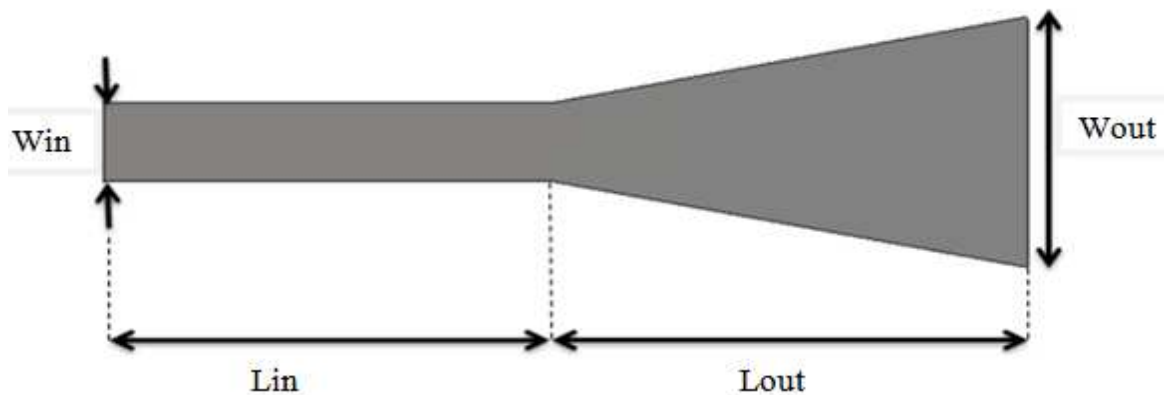


Figure II.9. Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres.

Ses dimensions sont représentées sur le tableau pour les deux bandes C et S :

	Bande C	Bande S
L'impédance d'entrée ( $\Omega$ )	50	50
L'impédance de sortie ( $\Omega$ )	24.67	12.55
Les dimensions (mm)	$L_{in}=17$	$L_{in}=20$
	$L_{out}=10$	$L_{out}=8$
	$W_{in}=3.5$	$W_{in}=4.5$
	$W_{out}=7.5$	$W_{out}=15.5$

Tableau II.3. Paramètres caractéristiques du taper d'un guide d'onde SIW.

## II.10. Conception de guide SIW avec taper en bande S

La topologie finale sera composée du taper que nous avons déjà réalisés et du guide d'onde SIW pour améliorer nos résultats.

Nous illustrons sur la figure, notre guide d'onde SIW avec taper opérant en bande S avec une fréquence de coupure de 2 GHz.

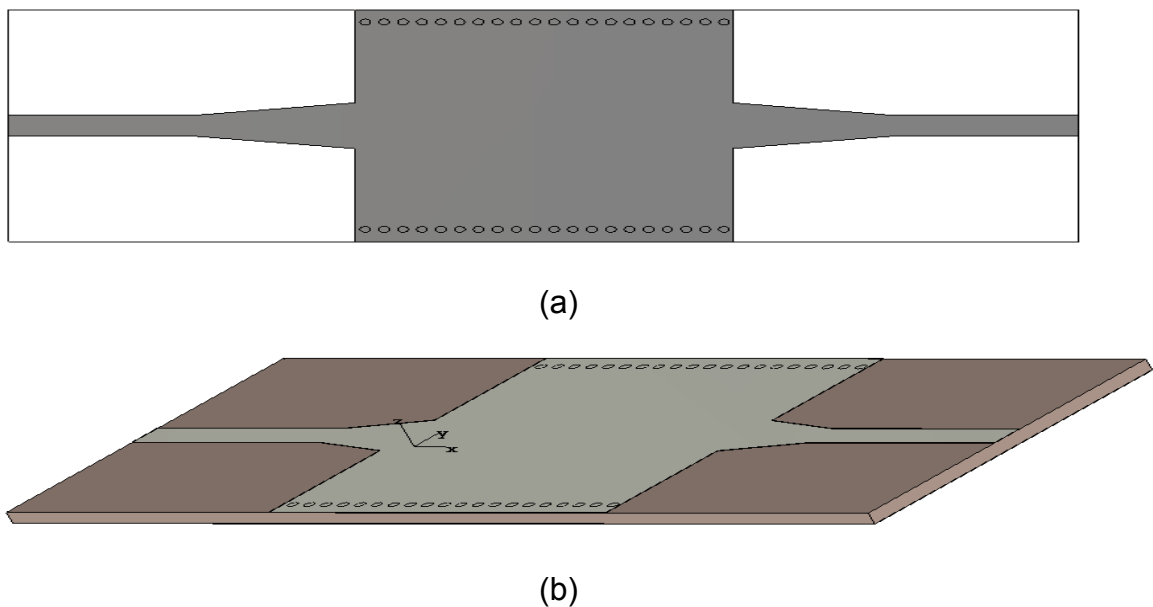
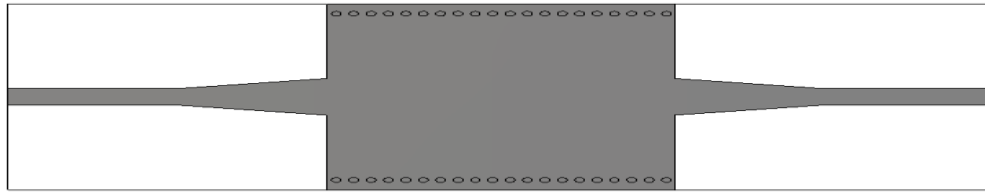


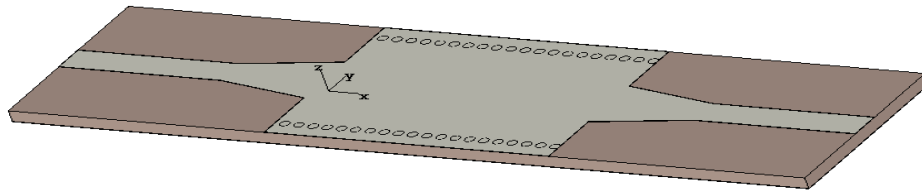
Figure II.10. Structure du guide SIW opérant dans la bande C après adaptation  
(a) vue front. (b) Vue en perspective.

## II.11. Conception de guide SIW avec taper en bande C

Nous illustrons sur la figure II.11, notre guide d'onde SIW avec taper opérant en bande C avec une fréquence de coupure de 4 GHz.



(a)



(b)

Figure II.11. Structure du guide SIW opérant dans la bande S après adaptation

(a) vue front. (b) Vue en perspective.

## II.12. Résultat de simulation avec taper

### II.12.1. En bande S

Après simulation nous avons obtenus les résultats illustrés dans la figure II.14, qui représente les coefficients de transmission et de réflexion du guide d'onde SIW opérant en bande S.

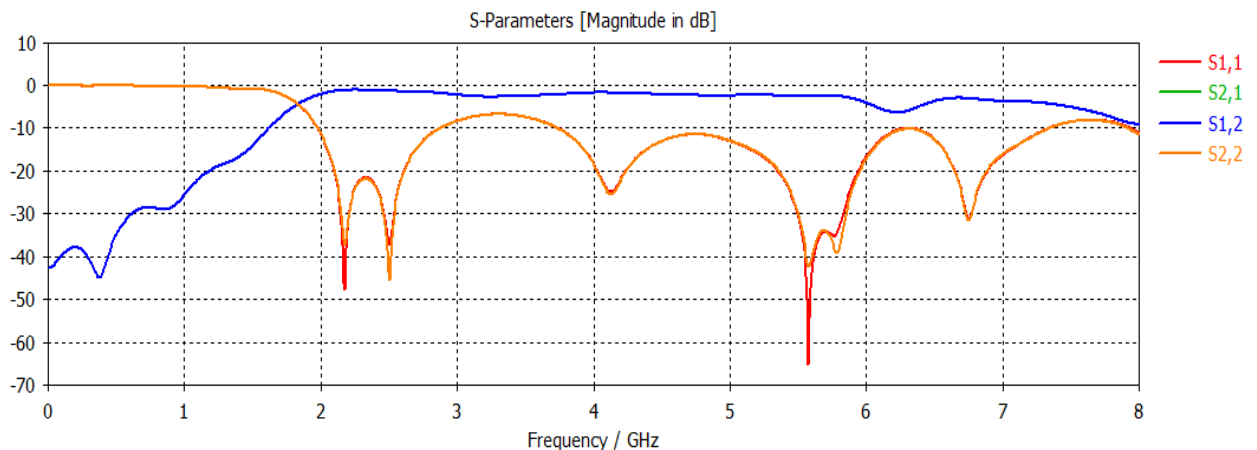


Figure II.12. Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW dans la bande S.

Comme on le voit sur la figure II. 12, nous observons que dans la bande fréquentielle comprise entre 2 GHz et 4 GHz il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint presque 3 dB et une bonne réflexion qui atteint -48 dB pour la fréquence de 2.3 GHz.

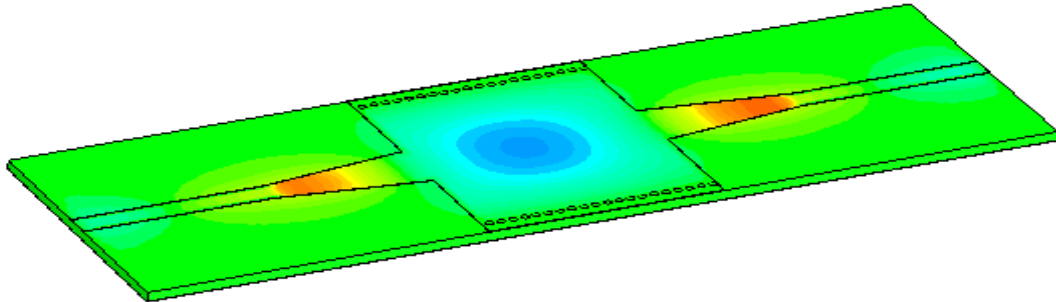


Figure II.13. Distribution du champ électrique dans le guide SIW

Dans la figure II.13, nous observons le phénomène de propagation du champ électrique. Le champ est bien localisé et délimité par deux rangées des via-métalliques. Donc notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique.

### II.12.2. En bande C

Les coefficients de transmission et de réflexion après adaptation sont illustrés dans la figure II.14.

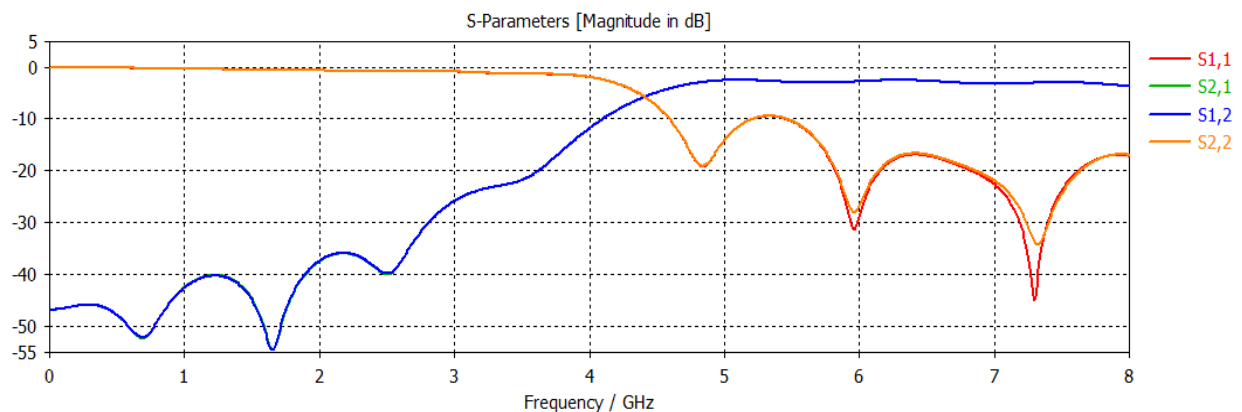


Figure II.14. Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW dans la bande C.

Nous avons une bonne adaptation qui couvre toute la bande fréquentielle comprise entre 4 GHz et 8 GHz avec une transmission maximale qui atteint presque -3 dB et un coefficient de réflexion qui égale -45dB pour la fréquence de 7.4GHz.

La figure II. 15, nous montre la distribution du champ électrique sur le guide SIW avec taper opérant la bande C.

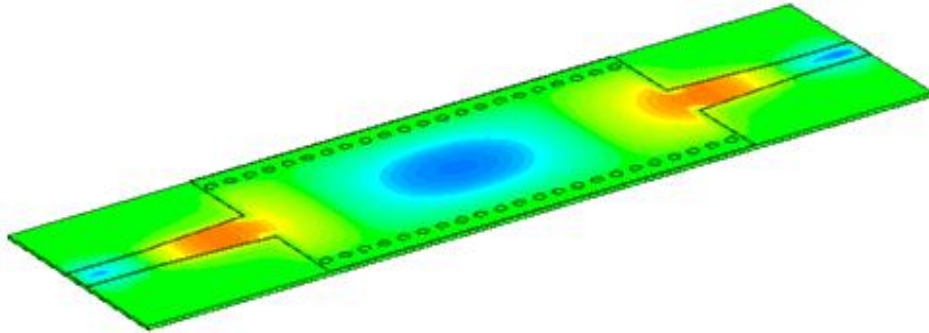


Figure II.15. Distribution du champ électrique dans le guide SIW.

Nous observons le phénomène de propagation du champ électrique, notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique.

### II.13. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la démarche à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW, cette étude repose sur la problématique d'adaptation.

Dans le but d'avoir des bonnes performances, nous avons proposé une solution qui consiste à insérer un taper au SIW afin d'améliorer l'adaptation.

Nous avons étudié la présentation des résultats de simulation en utilisant le logiciel commercial CST MICROWAVE STUDIO qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans les bandes C et S, et d'après les résultats que nous avons obtenus, nous pouvons conclure que cette conception est conçue avec succès.

# **Chapitre III**

## **Conception et Simulation d'un réseau d'antenne TWA**

### III.1.Introduction

Comme c'était prévu au chapitre précédent que les antennes à ondes progressives supportent une facilité au niveau d'installation, un faible cout , ainsi qu'elle supporte une large bande .Sa propre structure est extrêmement intégré pour tout système ou réseau d'antenne . Le choix de l'élément rayonnant se diffère selon la mise en réseau, et les performances de rayonnement envisagés.

Ce chapitre a le but d'exposer au premier lieu une présentation à propos d'une telle géométrie d'antenne à base du substrat intégré GIS (substrate integrated circuit) dont en observant , et en discutant de résultats obtenus à travers une simulation en CST.

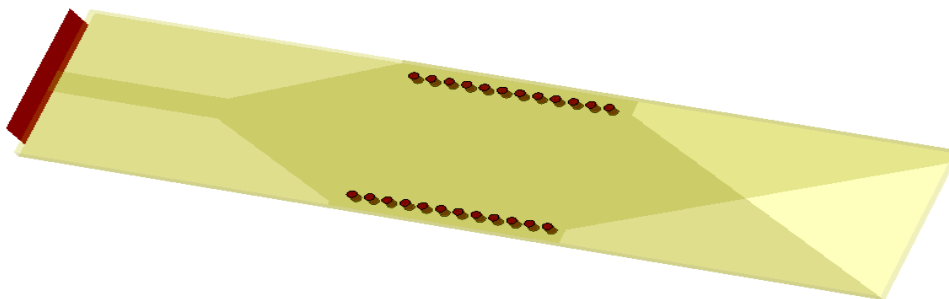
En passant dans un autre lieu à une étude approfondie à propos d'une géométrie proposée, tout en analysant leur résultat obtenu une fois la simulation est établie.

la fin de ce chapitre sera dédiée à la conception d'un réseau d'antenne en introduisant la structure proportionnelle à un diviseur de puissance à travers le logiciel CST afin de pouvoir remarquer les résultats obtenus.

### III.2.Antenne à onde progressive à base de substrat intégré (TWA)

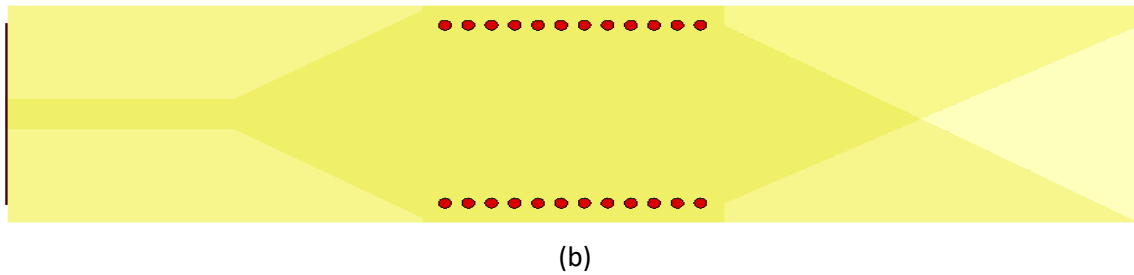
#### III.2.1.Géométrie

Cette géométrie est basée sur la conception d'une technologie SIW, dont elle est structurée sous la forme suivante :



(a)





**Figure .III.1.** Géométrie d'une antenne TWA, (a) (vue perceptive), (b) vue face.

On peut résumer la structure de cette antenne en trois parties essentielles :

- La première partie se compose d'un guide d'onde intégré au substrat avec taper, et qui se trouve à l'entrée afin d'assurer la propagation des ondes électromagnétiques de l'antenne.
- La deuxième partie représente le corps antenne dont il est formé de deux triangles opposés ,l'un du côté conducteur et l'autre du côté masse.
- La troisième partie se compose du substrat, qu'il se considère comme un séparateur entre les deux plans masse et conducteur.

### III.2.2.Paramètres utilisés

Nous allons concevoir l'antenne TWA dans les deux bandes C et S, dans lequel on utilise les paramètres du taper présentés sous la forme d'un tableau comme il est indiqué :

Dimensions	Bande C [4-8] GHz	Bande S [2-4]GHz
<b>Taper</b>		
Lin	18	18
Lout	15	15
Win	3	3
Wout	3.5	6

**Tableau III.1.** Paramètres du taper.

En passant par la suite aux paramètres du substrat utilisé et qui sont présentés dans le tableau suivant :

Dimensions	Bande C [4-8] GHz	Bande S [2-4] GHz
<b>Substrat</b>		
$\epsilon_r$	4.3	4.3
h	1.54	1.54
tg $\delta$	0.018	0.018

**Tableau III.2.** Les dimensions du substrat.

Sans oublier bien sûr de se rappeler des dimensions de guide SIW qu'on nous avons déjà vu en chapitre précédent. Les dimensions sont les suivantes :

Dimensions	Bande C [4-8] GHz	Bande S [2-4] GHz
<b>Guide SIW</b>		
WSIW	20	36
d	1	1
p	1.8	1.8
x	24	24

**Tableau III.3.** Dimensions du guide SIW.

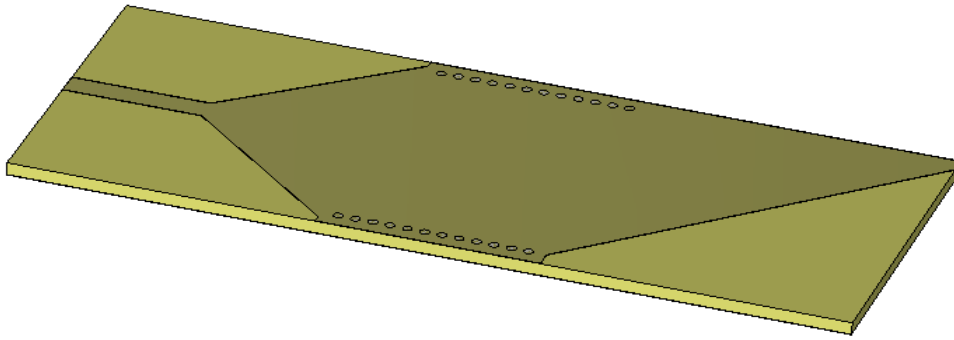
Seulement que le nombre de vias (10 vias) est moindre, puisque la longueur totale du guide est réduite en 24 mm.

Toutes les valeurs ont été prises en mm.

### III.2.3. Résultats de simulation

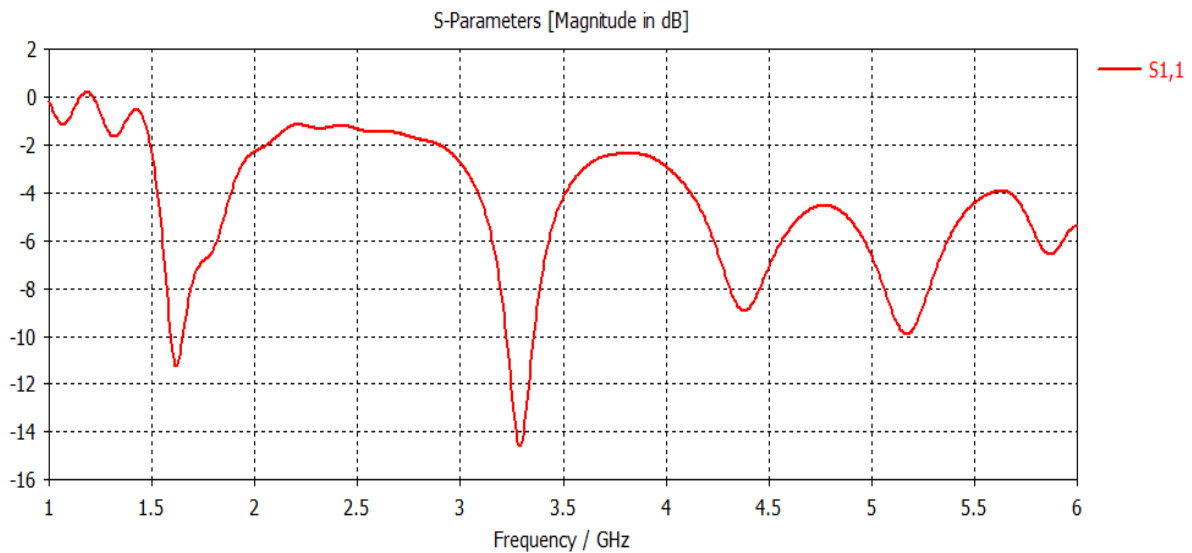
#### III.2.3.1. Géométrie en bande S

Lorsque les dimensions des composants (substrat-taper-guide SIW) de l'antenne TSWA ont pris en charge, nous avons le pouvoir d'obtenir l'optimisation présentée dans les figures ci-dessous :



**Figure.III.2.** Représentation L'antenne TWA en bande S.

Les résultats simulés et mesurés sont schématisés par la figure. III.4 :

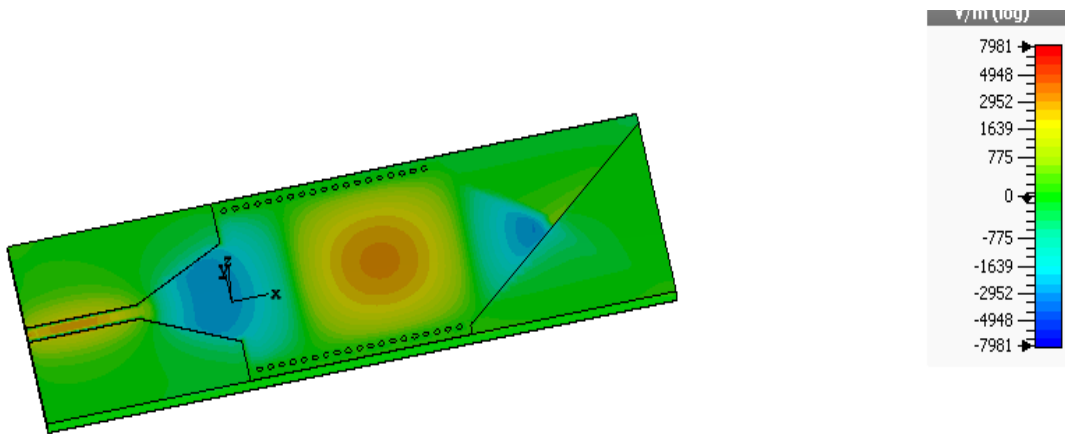


**Figure.III.3.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence pour une antenne TWA à base de substrat en bande S.

Ce qu'on peut le remarquer d'après la figure .III.3 l'adaptation est mauvaise présentées sur la plage de fréquence convenable à cette bande [2-4]GHz ,dont le coefficient de réflexion est d'environ à -14 .57 dB pour une fréquence équivalente à 3.289 GHz.

### III.2.3.1.1. Distribution du champ en bande S

La figure ci- dessous, représente la distribution du champ électrique au niveau de l'antenne

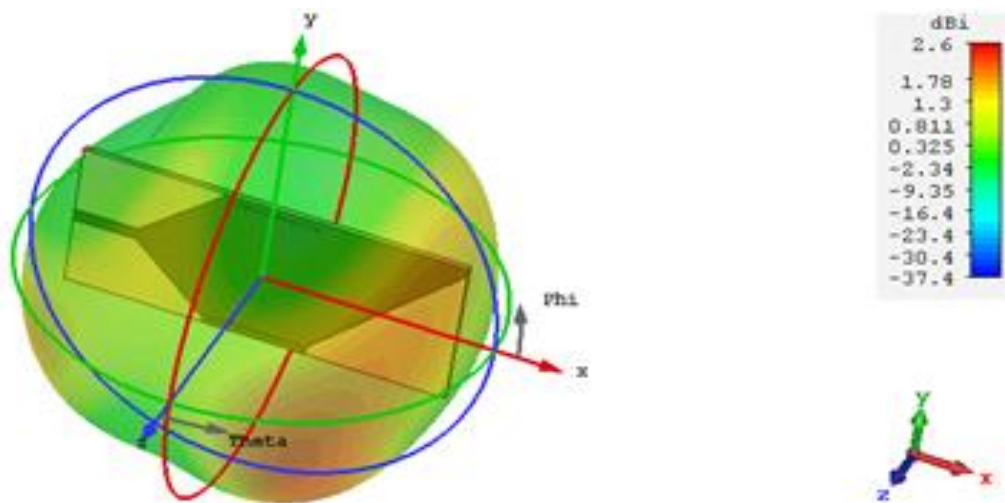


**Figure .III.4.** La distribution du champ de l'antenne TWA.

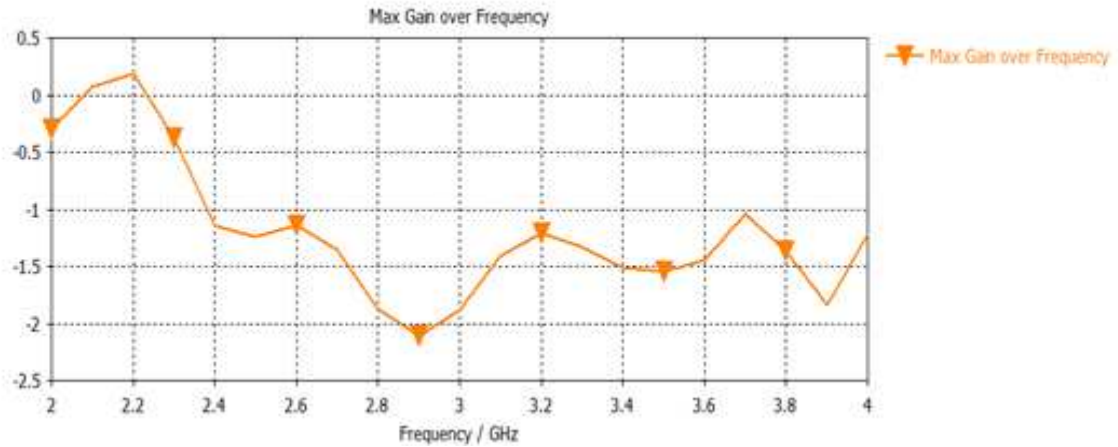
Nous observons que la distribution du champ électrique est bien localisé au niveau du plan supérieure dans la fréquence est d'environ 3.289 GHz.

### III.2.3.1.2. Diagramme de rayonnement

Dans cette partie, nous allons présenter le diagramme de rayonnement, de la structure TWA/SIW pour une fréquence de 3.289 GHz.



(a)



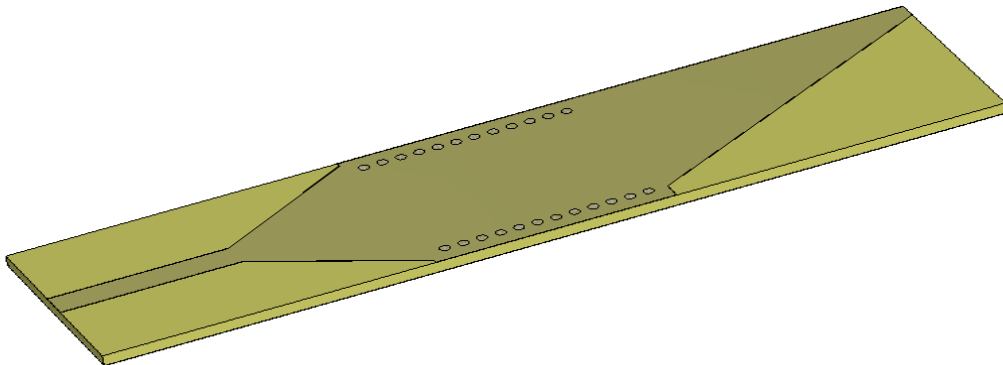
(b)

**Figure III.5.** (a) Diagramme de rayonnement, (b) gain.

D'après la figure III.5. Nous constatons que la variation du gain est proportionnelle à la variation au niveau d'échelle fréquentielle, dont le gain atteint son max pour 0.25 dB. A une fréquence équivalente à 2.2. GHz.

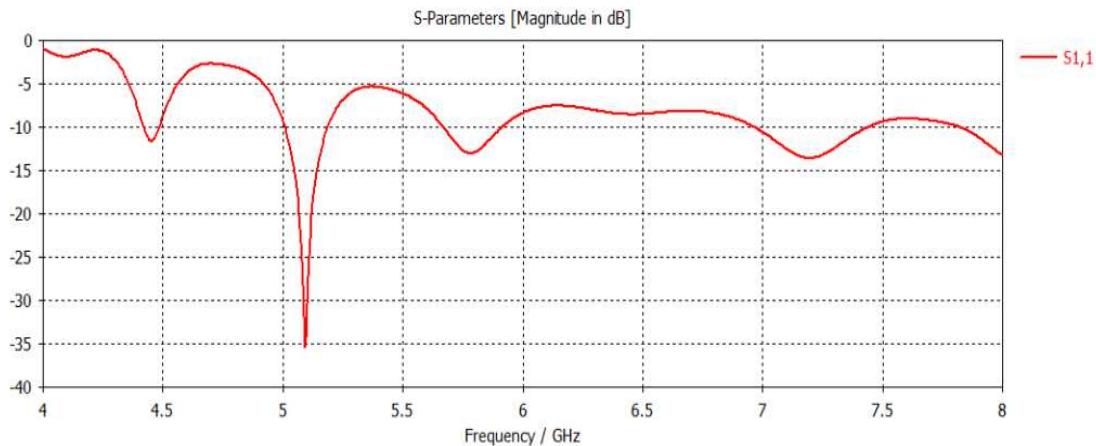
### III.2.3.2. Géométrie en bande C

Passant par la suite en deuxième bande C [4-8] GHz, dont l'antenne optimisée est représentée sous la figure III.6 :



**Figure.III.6.** représentation de l'antenne TWA antipodale en bande C.

Les résultats de simulations à propos de cette bande sont représentés ci-dessous :

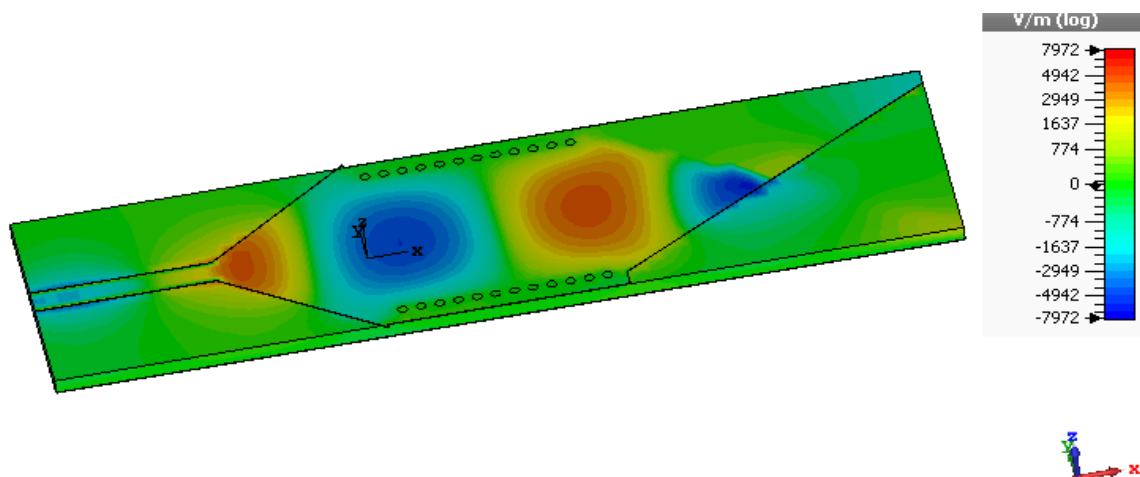


**Figure III .7.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence pour une antenne TWA à base de substrat en bande C.

Ce qu'on peut le remarquer d'après la figure .III.7 l'adaptation est parfait présentée sur la plage de fréquence convenable à cette bande [4-8] GHz, dont le coefficient de réflexion est d'environ -32.50 dB pour une fréquence équivalente à 5.091 GHz. III.3.1.

### III.2.3.2.1. Distribution du champ en bande S

La figure ci- dessous, représente la distribution du champ électrique au niveau de l'antenne en bande C [4-8] GHz :

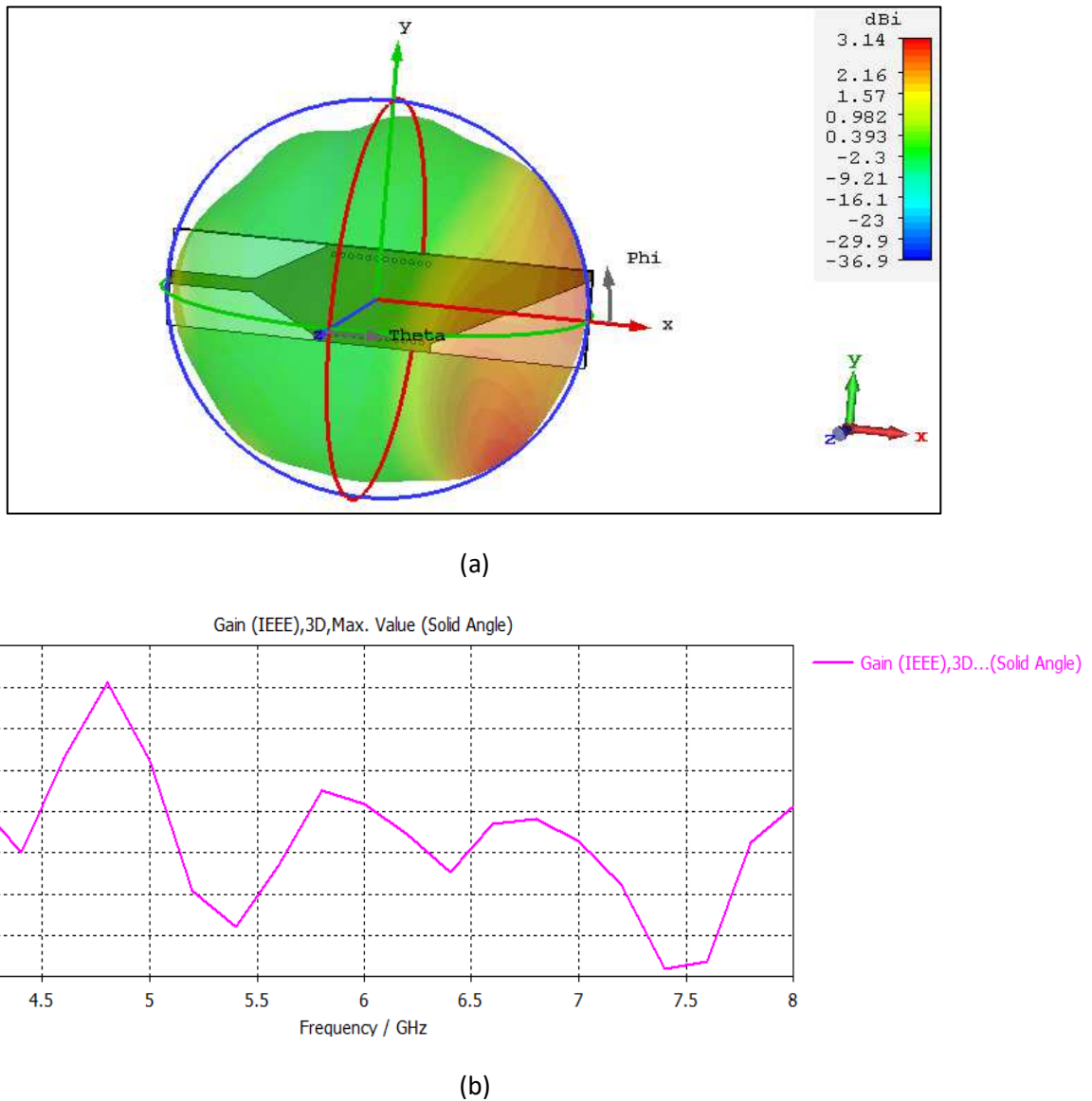


**Figure III .8.** La distribution du champ de l'antenne TWA en band S.

Ce qu'on peut l'observer que la distribution du champ électrique bien marquante au niveau de taper.

### III.2.3.2.2. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne TWA dans cette bande est équivalent à celui qui est représenté ci-dessous :



**Figure III.9.** Diagramme de rayonnement, (a) en 3D, (b) en polaire.

Nous observons dans l'analyse de la figure III.9 que le gain simulé est représenté tout le long de la bande dont le coefficient de réflexion atteint une valeur maximale d'environ 1. Pour une fréquence de 4.7 GHz. La directivité maximale est d'environ 3.14 dBi.

### III.3. Antenne TWA SIW proposée

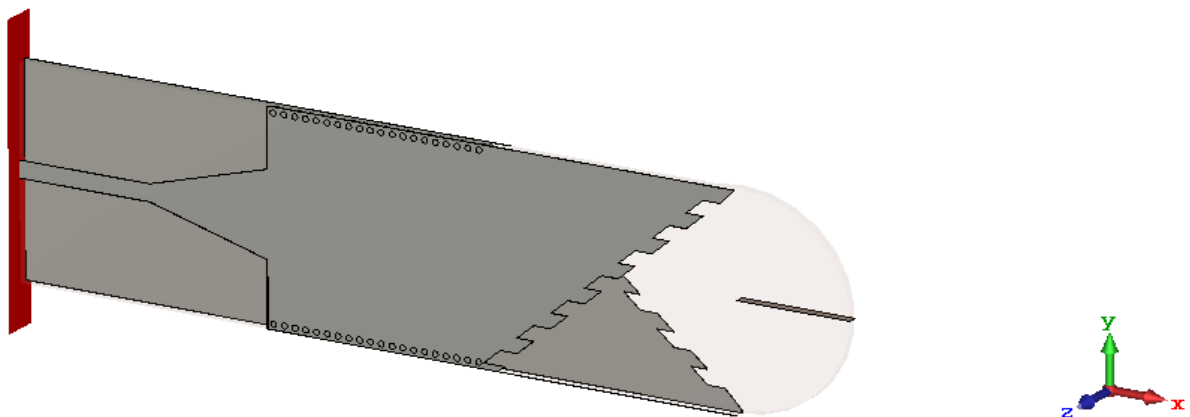
Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude d'une antenne TWASIW dont en proposant une nouvelle géométrie afin d'arriver à la réalisation de quelques points essentiels tels que :

- Le gain élevé.
- La directivité maximale.
- Réduction de pertes.

#### III.3.1. Géométrie proposée

La structure proposée pour l'antenne TWASIW est une structure résultante de la structure précédente après certaines modifications ce qui concerne le substrat utilisé et les deux plans métalliques supérieurs et inférieurs (partie conducteur – partie masse).

La figure suivante nous donne une vue générale sur la géométrie de cette antenne :



**Figure III .10 .** Géométrie de l'antenne TWASIW (a) en perspective ,(b) en vue front.

La géométrie suivante est composée de 3 parties :

- La première partie : elle se compose d'un guide d'onde intégré au substrat.
- La deuxième partie : elle est constituée de deux triangles de fonctions  $Y=X$  qui subit des ondulations sous forme de peigne tout le long de l'hypoténuse et qui représente la partie de l'antenne.
- La 3ème partie : C'est le substrat « diélectrique » qui se considère comme un séparateur, sa forme est spécifique ....



### III.3.2. Paramètres utilisés

Nous allons introduire les différents paramètres utilisés pour la conception de l'antenne TWASIW :

#### ➤ Paramètres de SIW

Comme on a déjà annoncé auparavant, les paramètres et les étapes de la conception du guide d'onde SIW vont utiliser les mêmes règles, et les mêmes procédures qu'on a vues.

#### ➤ Paramètres de taper

Afin d'avoir une bonne adaptation, il est nécessaire d'ajouter un taper au substrat, ce dernier est caractérisé par les :  $W_{in}= 3 \text{ mm}$  ;  $W_{out}=3.5 \text{ mm}$  ;  $L_{in}= 18 \text{ mm}$  ;  $L_{out}= 15 \text{ mm}$ , sont les mêmes dimensions qu'on a déjà pris pour la conception de l'antenne précédente.

#### ➤ Paramètres de substrat

Le substrat utilisé de l'antenne dépend de l'épaisseur  $h$  et la permittivité relative  $\epsilon_r$ , ainsi par le facteur de dispersion  $tg\delta$ . Les paramètres et les valeurs utilisés sont identiques à celles prises pour l'optimisation de l'antenne en bande C [4-8] GHz.

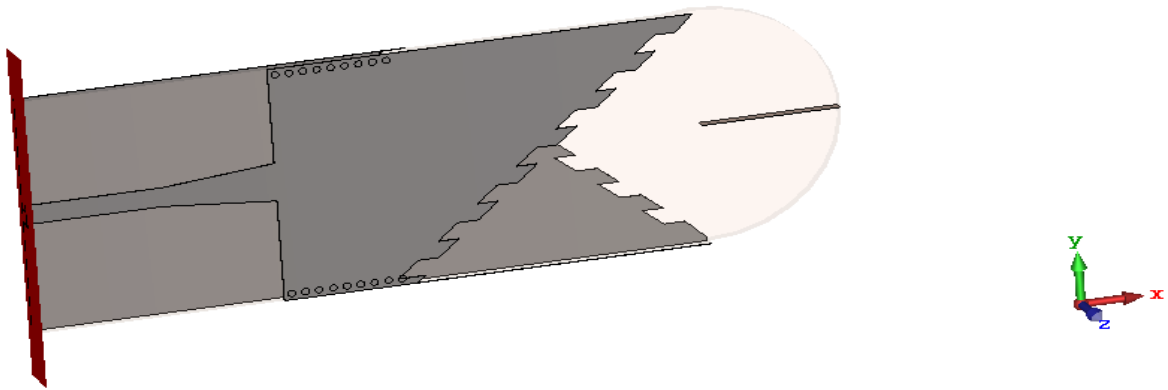
### III.3.3.Résultats de simulation

#### III.3.3.1.Etude paramétrique

Notre but c'était toujours pour l'amélioration des performances de l'antenne TWASIW, dans ce cadre ; nous avons effectué une étude paramétrique dont en faisant varier :

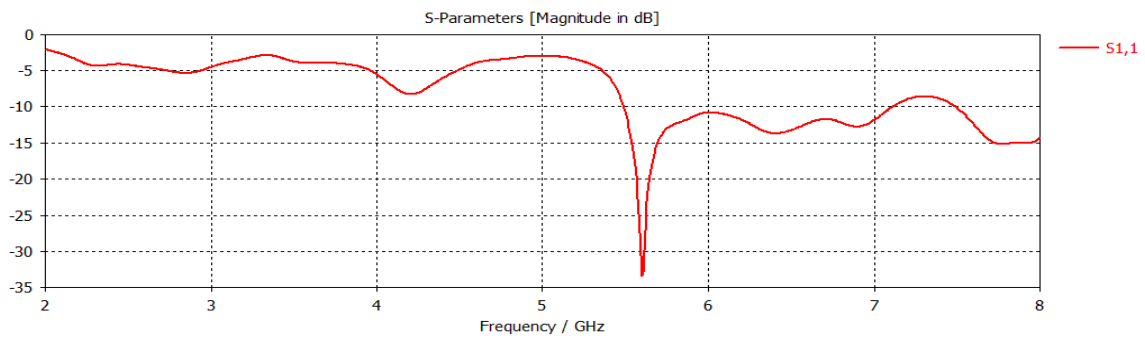
- Nous avons varié les dimensions du taper : Nous avons proposé une valeur de 0.5 mm pour  $W_{in}$ , la largeur  $W_{out}$  est égale à 15mm, la dimension  $L_{in}$  a comme valeur 19.74mm nous proposons ainsi une valeur de 22.14mm pour  $L_{out}$ .
- Le reste des paramètres va rester inchangés.

La figure .III.11 . Indique les variations considérables pour l'obtention des meilleures performances, ce qui a permettre d'avoir la géométrie suivante :

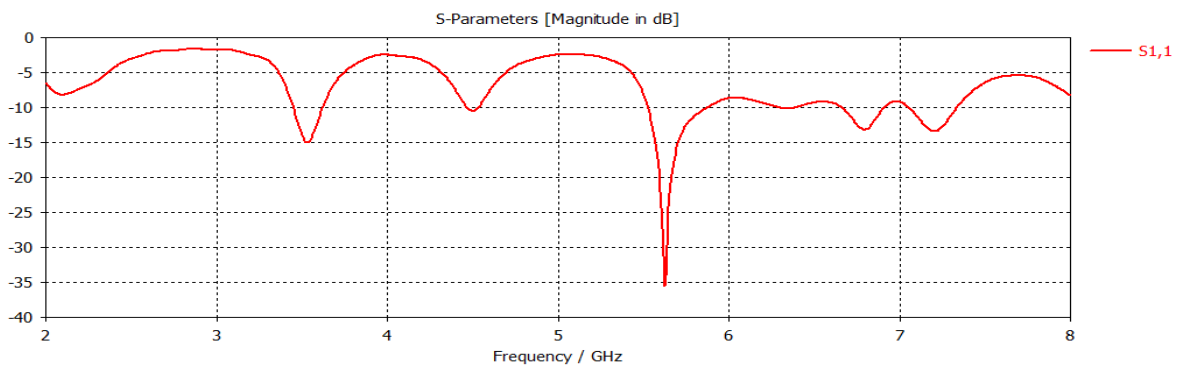


**Figure .III.11.** Géométrie de l'antenne tout en effectuant les bonnes variations.

Les résultats de simulation pour les deux antennes sont présentés par les figures suivantes :



(a)



(b)

**Figure .III.12.** Coefficient de réflexion S11 obtenu (b) après et (a) avant les variations effectuées.

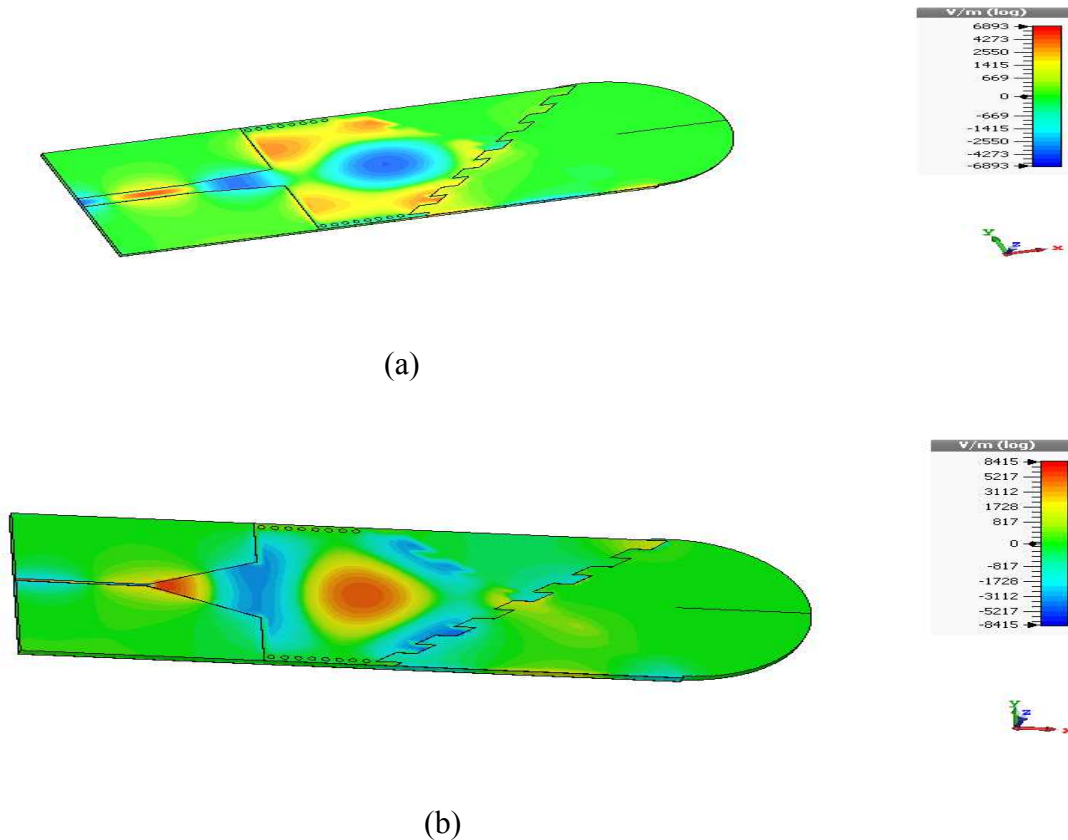
Nous avons déduire après cette étude paramétrique, qu'on a réussi à l'obtention une bonne adaptation tout le long de la bande grâce au bon choix de taper, une fréquence de résonance équivalente à 5.62 GHz par contre elle prend une valeur de 5.6 GHz dans le cas qui se précède.

Le coefficient de réflexion est considérable d'une valeur de -35.53 par rapport à un coefficient de -33.32 dB Avant l'établissement d'étude.

Ce qu'on peut le dire que les résultats trouvés ont prouvé la performance de notre choix et de nos propositions.

### III.3.3.1.1. Distribution du champ

Les figures suivantes, illustrent la distribution du champ électrique dans l'antenne TWASIW pour une fréquence de 5.6 GHz, et pour une autre fréquence de 5.62 GHz :

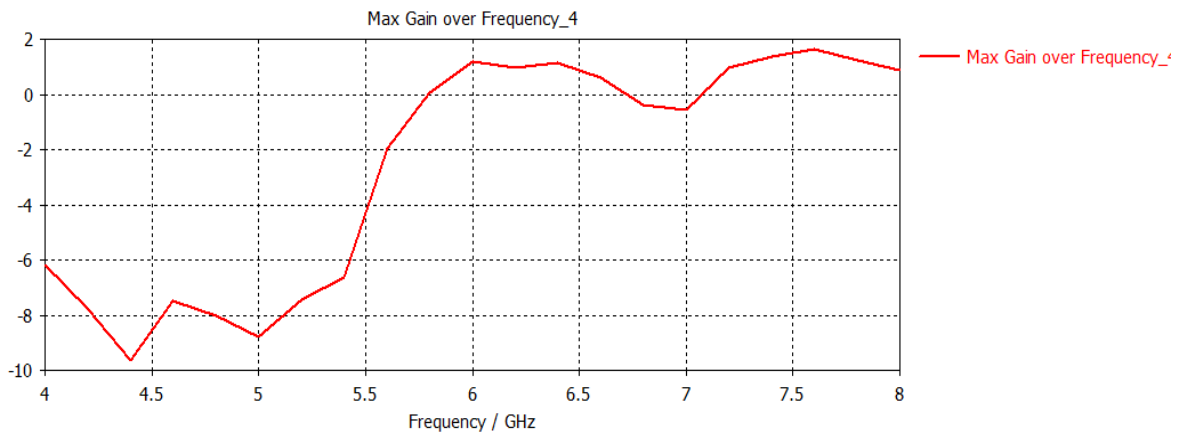
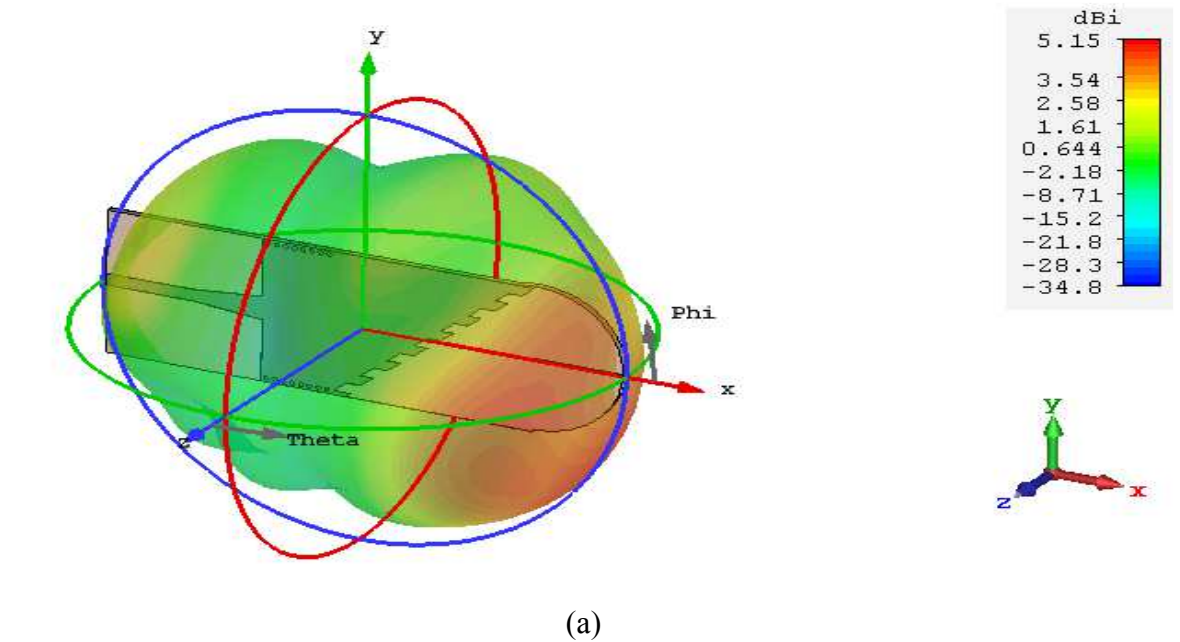


**Figure .III.13.** Distribution du champ dans l'antenne TWASIW.

Nous remarquons que le champ électrique est bien localisé et bien présentés ce qui signifie le bon rayonnement de l'antenne.

### III.3.3.1.2. Diagramme de rayonnement

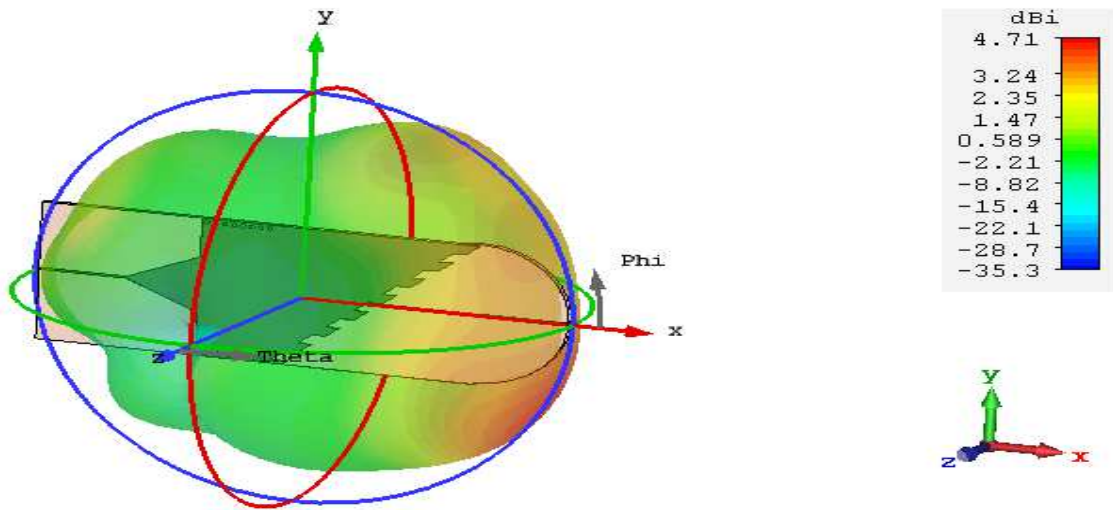
La figure suivante **Figure .III.16** présente le diagramme de rayonnement de l'antenne pour une fréquence de 5.6 GHz :



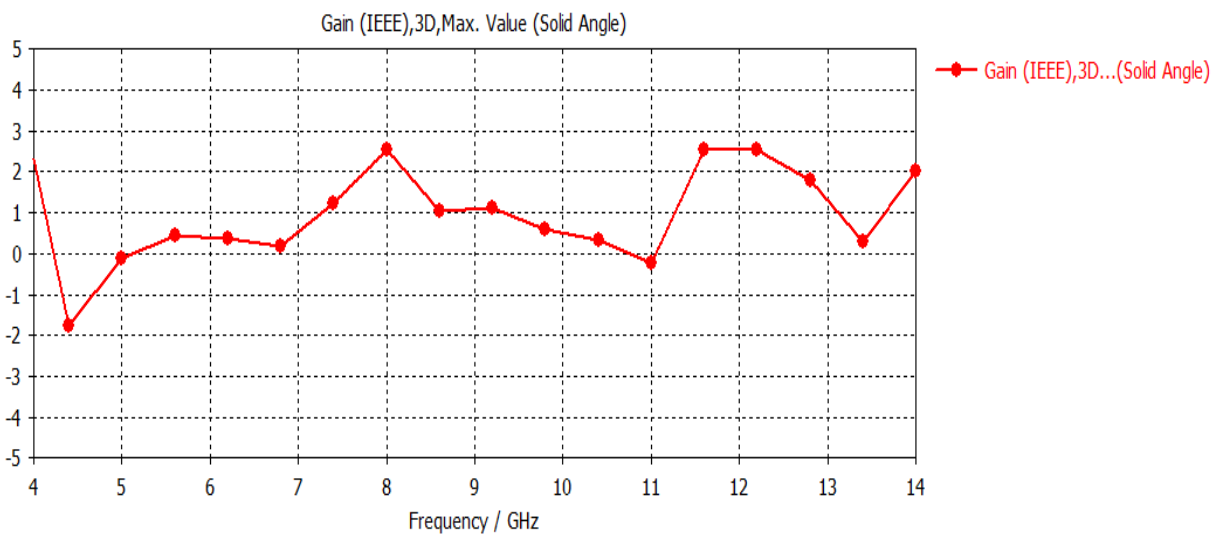
**Figure. III.14.** La représentation du gain en bande C, (b) son gain.

D'après la figure précédente, nous n'observons que le gain max simulé pour une fréquence de 7.68 GHz est de 1.75 dB La directivité atteint son maximum pour une valeur de 5.15 dB.

Nous passons ensuite à analyser les résultats spécifiques de l'antenne TWASIW pour une fréquence de 5.62 GHz dont le diagramme de rayonnement est donné par :



(a)



(b)

**Figure. III.15.** La représentation du gain simulé pour l'antenne en bande C, (b) son gain.

Ce qu'on peut le remarquer d'après l'analyse de ses résultats que le gain simulé est maximale a une valeur de 2.05 dB Pour une fréquence égale à 11.5 GHz. La directivité est maximale d'une valeur de 4.71 GHz.

Nous constatons donc que l'antenne TWASIW introduit un rayonnement qui est directif longitudinal proportionnelle à la fréquence choisie. .

Ce type des antennes (antennes directives) est recommandé en plusieurs domaines et applications.

### III.4.Diviseur de puissance

Dans cette partie, nous allons utiliser un diviseur de puissance à base de SIW, afin de réaliser un réseau d'antenne :

#### III.4.1.Définition

Un diviseur de puissance est un combinateur des antennes, dont il assure le couplage de deux, trois ou quatre antennes sur un seul connecteur d'antenne.

Une telle combinaison d'antenne n'a un sens que si :

- Un gain plus important est nécessaire.
- Une plus grande zone ou des directions différentes doivent être couvertes.
- Installer un radiateur omnidirectionnel avec une grande inclinaison vers le bas.

Ce qu'il nous s'intéresse, dans ce travail est le couplage pour un gain élevé :

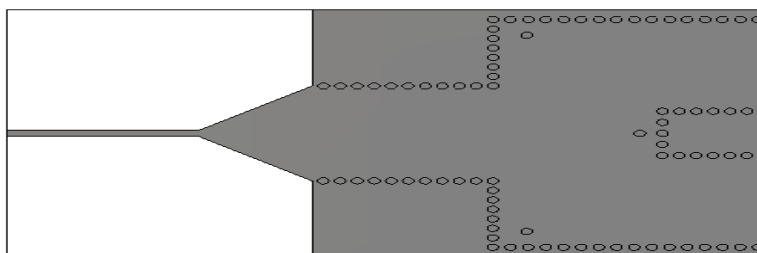
Pour utiliser une telle combinaison dans la même direction, les antennes doivent être alimentées en phase.

Ex : tous les signaux doivent être exactement de même phase .Ceci est obtenu en utilisant des câbles de précisément, la même longueur entre le diviseur et chacune des antennes.

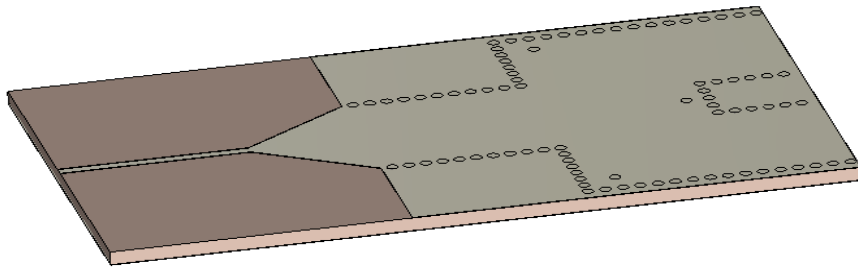
Chaque fois qu'on double le nombre d'antennes, le gain augmente environ +2 dB [45].

#### III.4.2.Structure de diviseur de puissance 1x2

Le diviseur de puissance 1x2 est structuré sous la forme suivante :



(a)



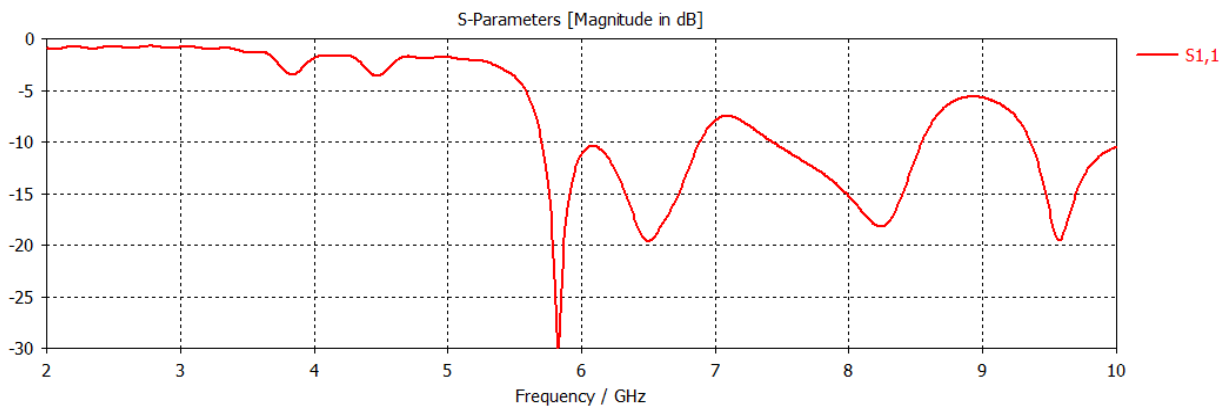
(b)

**Figure. III.16.** Structure d'un diviseur de puissance 1x2, (a) vue front, (b) vue perspective.

Il est structuré sous une forme uniforme dont ses dimensions sont les suivantes :

Le diamètre de via  $d$ , la distance entre vias WSIW, la largeur de diviseur est  $x$ .

Voici la figure suivante qui schématise le coefficient de réflexion présentant sur la bande C [4-8] GHz :

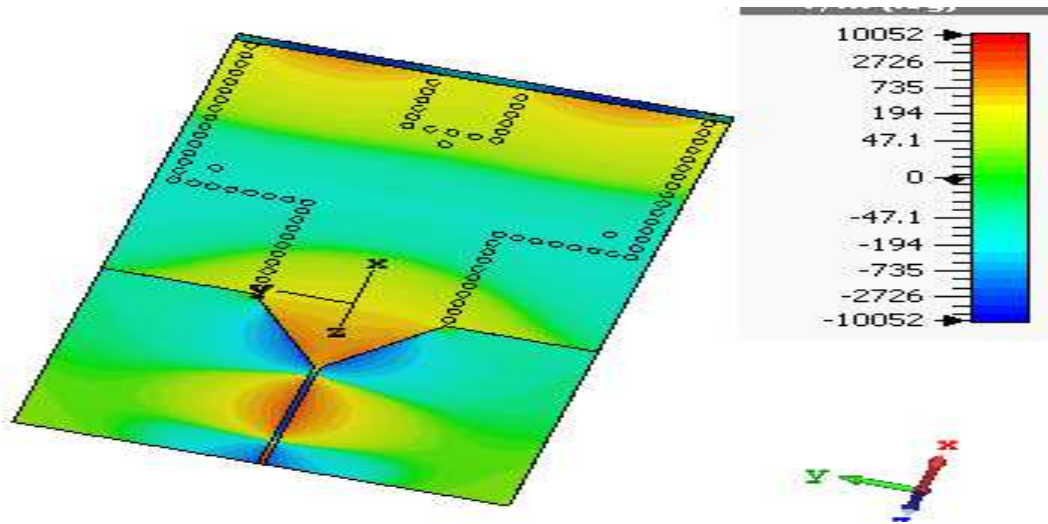


**Figure. III.17.** Paramètres S de diviseur de puissance 1x2.

Ce qu'on peut le remarquer d'après la figure .III.9 dont le coefficient de réflexion est d'environ -30 dB pour une fréquence équivalente à 5.87 GHz.

### III.4.3. Distribution du champ électrique

La distribution du champ électrique pour un diviseur de puissance de forme 1x2 est représentée sous la figure suivante :



**Figure. III.18.** Paramètres S de diviseur de puissance 1x2.

Ce qu'on peut le remarquer d'après l'analyse de la figure que la répartition du champ électrique est bien confiné dans les diviseurs. Les vias métalliques permis une répartition équitale du champ.

### III.5.Réseau d'antenne TWA 1x2 en SIW

#### III.5.1.Définition d'un réseau d'antennes

Il consiste à combiner plusieurs éléments rayonnants de plusieurs afin d'accroître le rayonnement de l'antenne dans une ou plusieurs rayonnements.

Les éléments rayonnants peuvent être des dipôles, des fentes rayonnantes, des patches.

Il s'agit de créer une interférence constructive entre les ondes électromagnétiques issues de différentes sources. La combinaison de ces différentes ondes va dépendre de la disposition et de la séparation entre les éléments rayonnants, ainsi que des propriétés en amplitude et en phase de l'excitation [46].



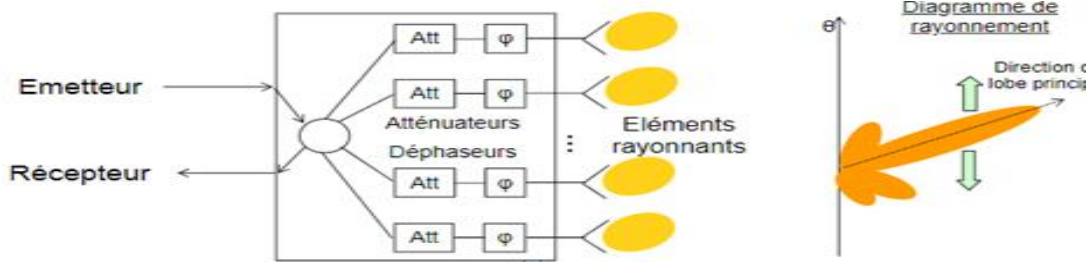


Figure. III.19. Concept d'un réseau d'antenne.

### III.5.2. Conception d'un réseau d'antennes TWA en bande C sous CST

Dans cette partie, nous allons effectuer la conception d'un réseau d'antenne TWASIW alimenté par un diviseur de puissance 1x2.

Le système suivant présenté sur la figure ci-dessous est composé de deux antennes TWA, ce qui est du bien que les deux antennes sont identiques et symétriques et d'efficacité.

Grâce à la symétrie des systèmes, les bandes passantes obtenues sont sensiblement identiques pour chaque voie.

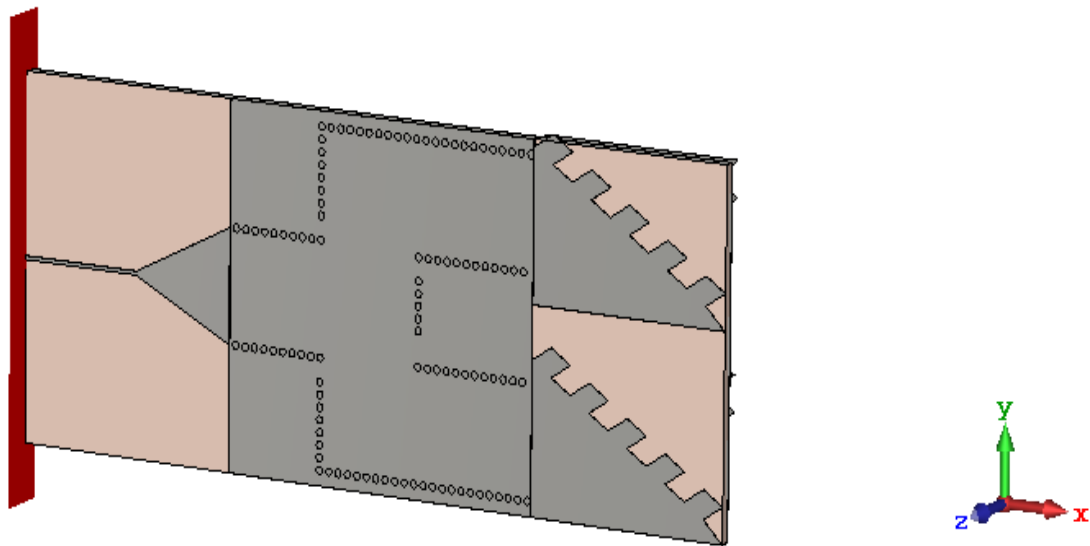


Figure. III.20. Structure d'un réseau d'antennes TWA SIW.

La simulation de la structure suivante en bande C permet d'obtenir les résultats suivants :

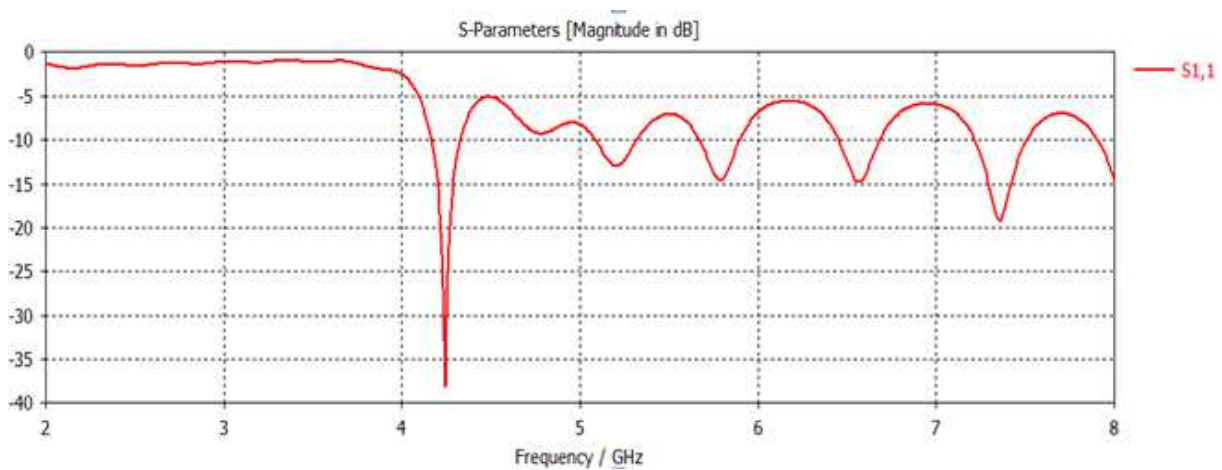


Figure. III.21. Paramètres S de réseau TWASIW

### III.5.3. Distribution du champ électrique

Ce qu'on peut le remarquer d'après la figure.III.20 que le réseau est adapté puisqu'il représente un coefficient de réflexion qui peut aller jusqu'au les -40 dB dont la fréquence de résonance est égale à 4. 348 GHz.

La distribution du champ électrique de ce réseau est présentée sous la figure suivante :

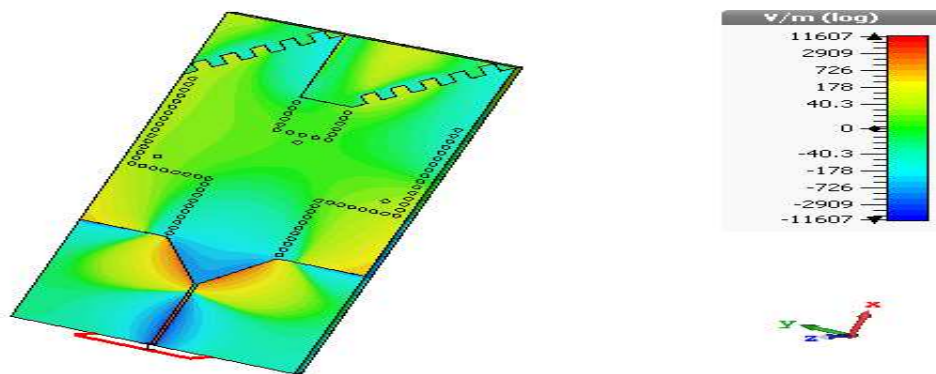


Figure. III.22. Distribution du champ E de réseau TWASIW.

### III .5.4. Diagramme de rayonnement

Nous allons par la suite introduire le diagramme de rayonnement de ce réseau qui est alimenté par un diviseur de puissance de 1x2 dont la fréquence est égale à . La figure ci-dessous nous donne l'exemple :

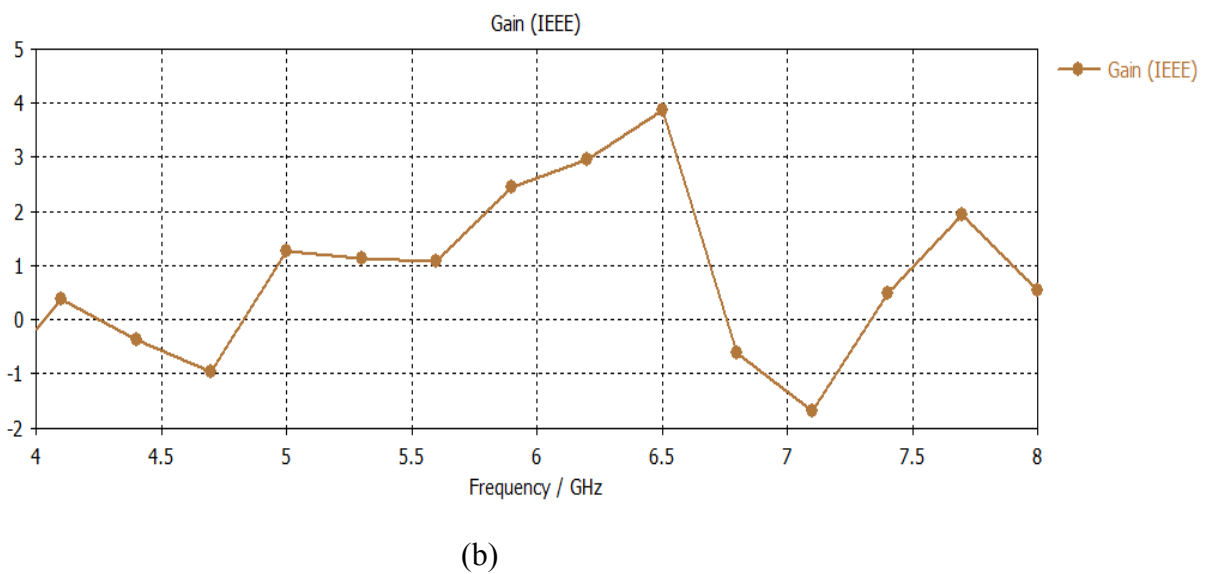
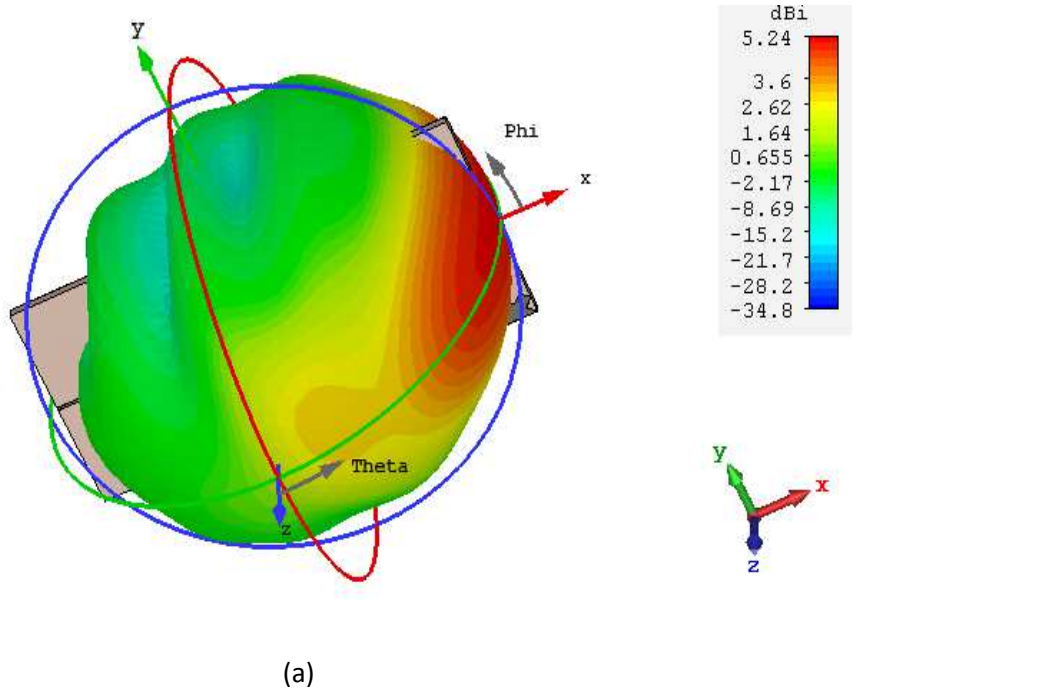


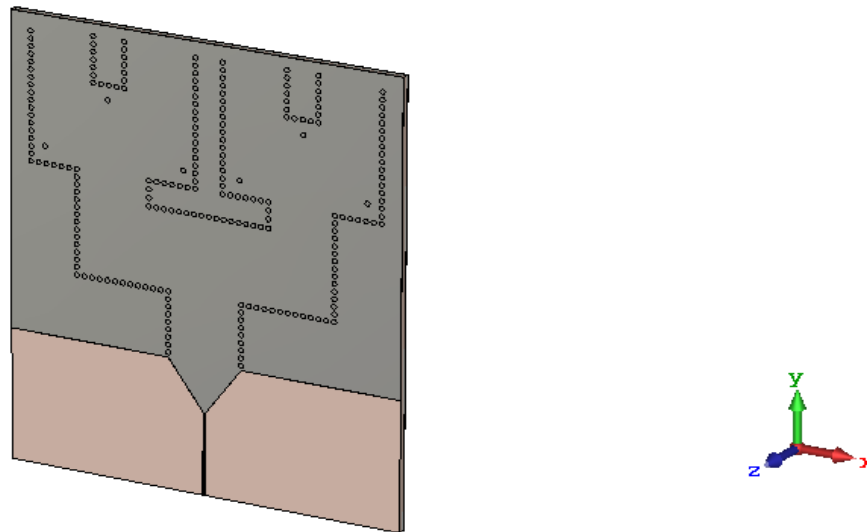
Figure. III.23. (a) Diagramme de rayonnement de réseau TWA SIW ; (b) Gain.

Ce qu'on peut le remarquer d'après l'analyse de ses résultats que le gain simulé est maximale a une valeur de 3.87 dB, Pour une fréquence égale à 6.5 GHz. La directivité est proportionnelle au gain, elle peut avoir une valeur de 5.24 dBi.

### III.6.Diviseur de puissance 1x4

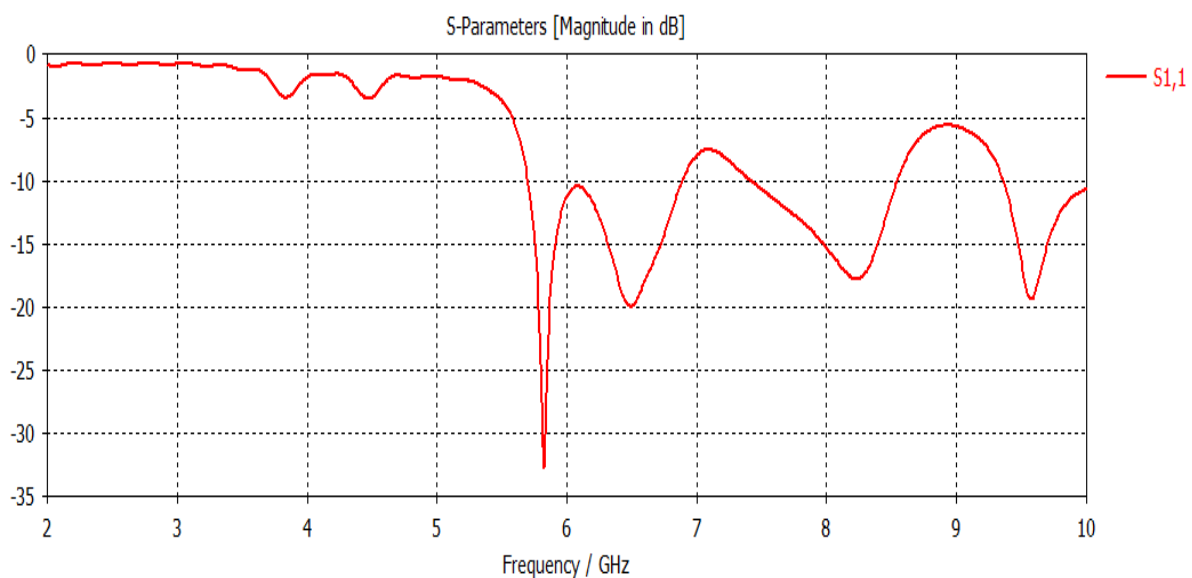
#### III.6.1.Structure d'un diviseur de puissance 1x4

La figure ci-dessous présente la géométrie d'un diviseur 1x4 :



**Figure. III.24.** géométrie d'un diviseur de puissance 1x4.

Les coefficients de réflexion de diviseur sont schématisés dans la figure suivante, cette dernière nous aide à extraire le niveau d'adaptation :

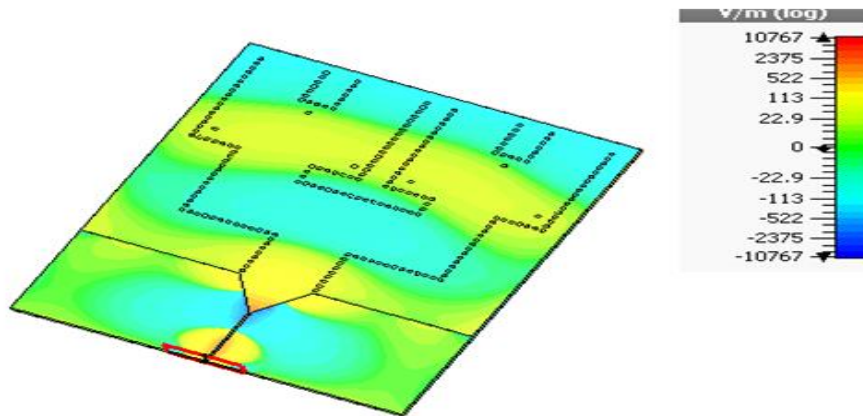


**Figure. III.25.** Paramètres S d'un diviseur de puissance 1x4.

Selon le graphe nous signalons que le diviseur est bien adapté dont le coefficient de réflexion peut obtenir une valeur de -33 dB pour une fréquence de 5.98 GHz.

Nous représentons en dessous la distribution du champ électrique sur le diviseur 1x4

### III.6.2. Distribution du champ



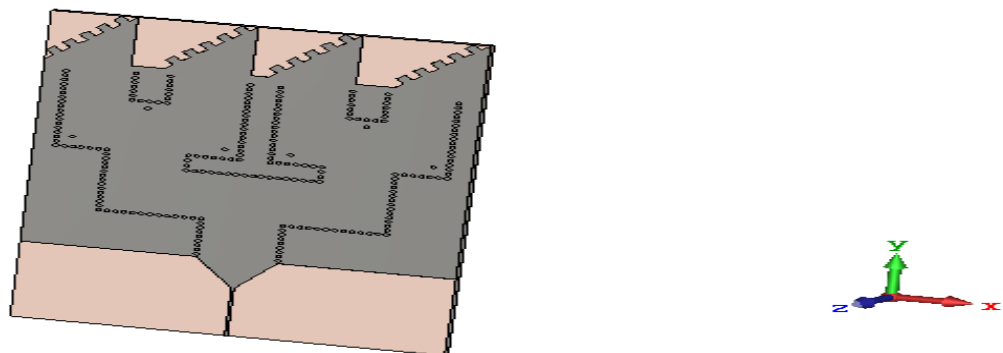
**Figure.III.26.** La distribution du champ électrique dans un diviseur de puissance 1x4.

Le champ est bien reparti en quelques parties de structures, donc on peut dire que le rayonnement est intéressant.

### III.7. Réseau d'antennes 1x4 en SIW

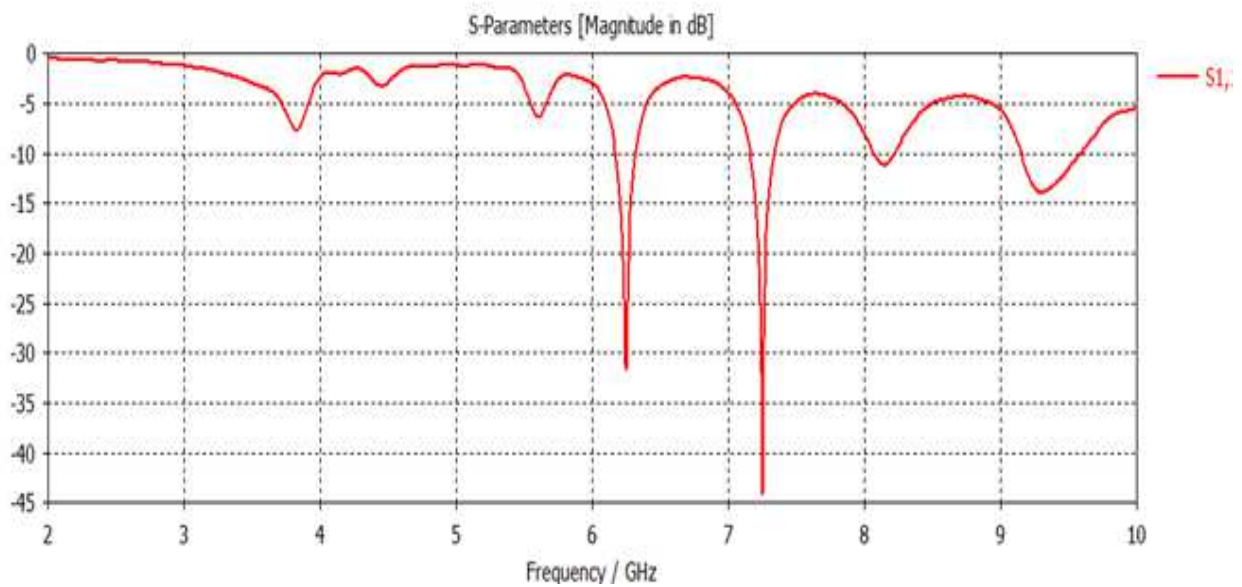
#### III.7.1. Structure d'un diviseur de puissance 1x4

Cette deuxième application concerne l'utilisation d'une structure rayonnante composée de 4 antennes TWA dispatcher sur un diviseur 1x4 basé sur la technologie SIW et le tout on un substrat pour une certaine épaisseur, La figure ci-dessous nous donne l'exemple de la géométrie :



**Figure. III.27.** Géométrie de réseau d'antennes TWA à base de SIW.

La simulation de cette structure nous permet d'obtenir les résultats suivants :

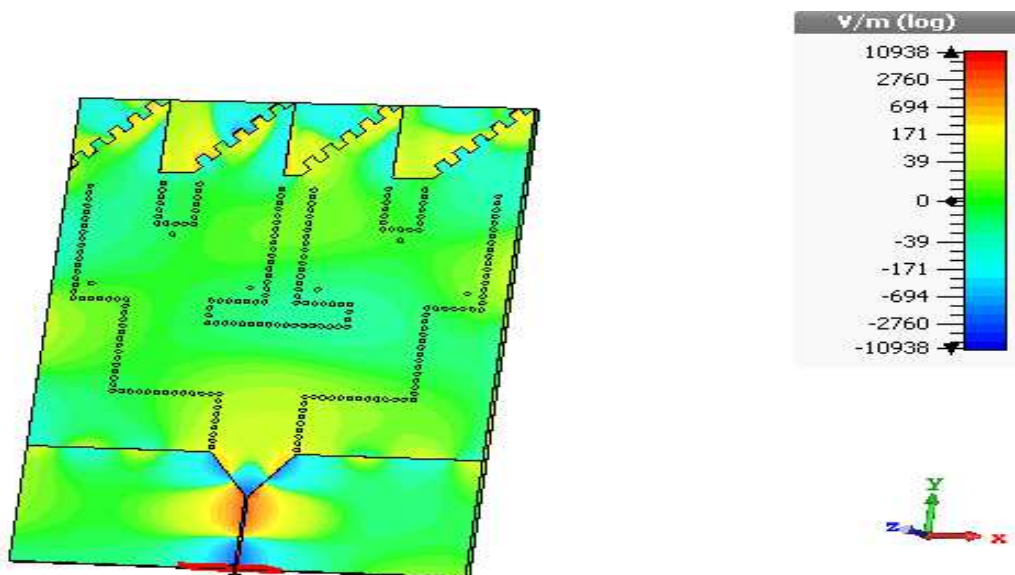


**Figure. III.28.** Paramètres S de réseau d'antennes TWA (1x4).

Selon le graphe nous signalons que le diviseur est bien adapté dont le coefficient de réflexion peut obtenir une valeur de -44.01 dB pour une fréquence de 7.24 GHz.

Nous représentons en dessous la distribution du champ électrique sur le réseau.

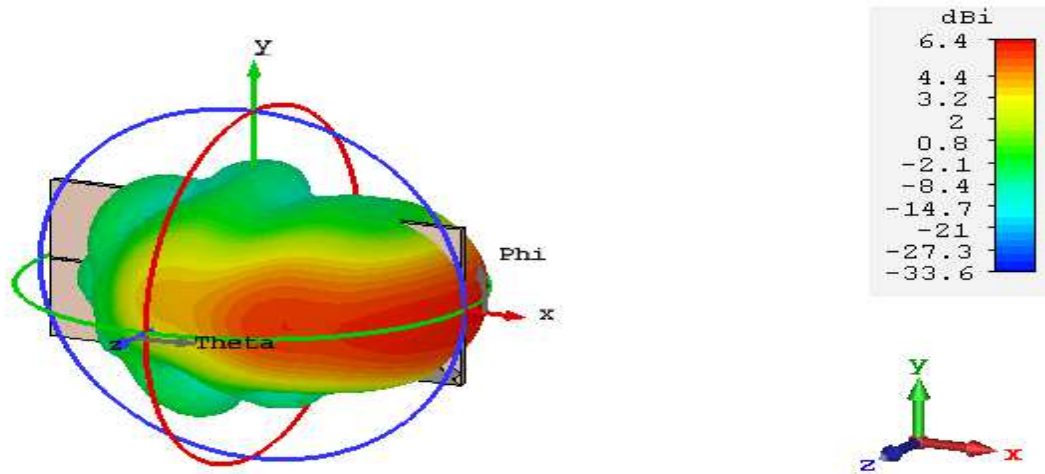
### III.7.2. Distribution du champ



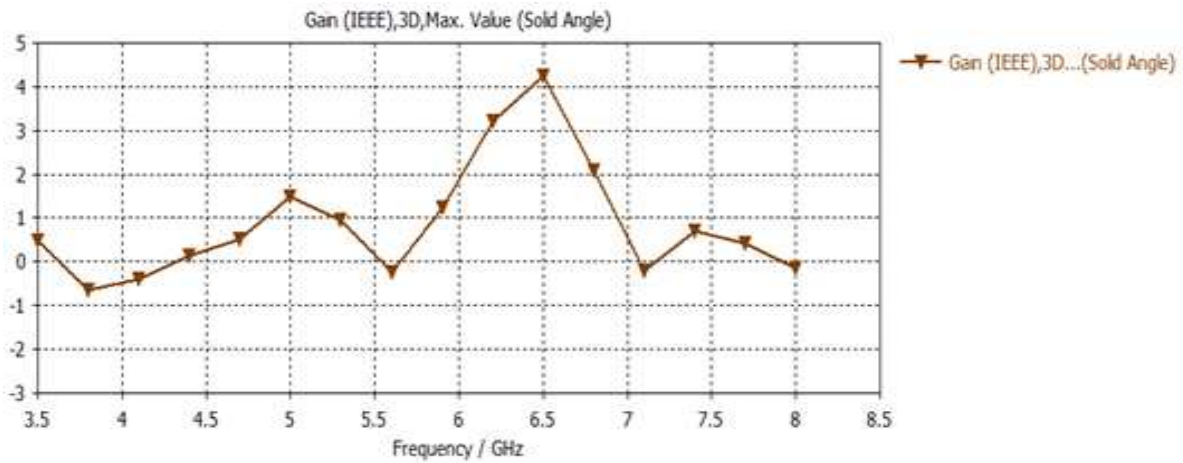
**Figure. III.29.** Distribution du champ de réseau d'antennes TWA (1x4) .

### III.7.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est représenté sous la forme suivante :



(a)



(b)

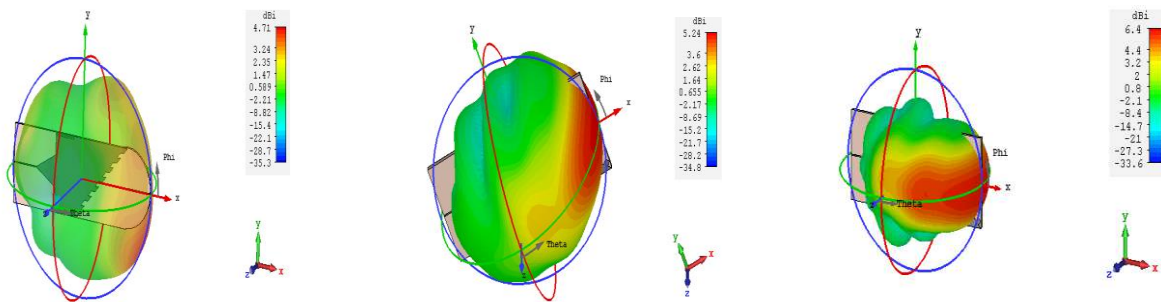
**Figure. III. 30.** (a) Diagramme de rayonnement de réseau TWASIW ; (b) Gain.

Ce qu'on peut le remarquer d'après l'analyse de ses résultats que le gain simulé est maximale a une valeur de 4.18 dB, Pour une fréquence égale à 6.5093 GHz. La directivité est proportionnelle au gain, elle peut avoir une valeur de 6.4 dBi.

### III.8. Etude comparative

Dans le but de confirmer la réalisation de notre objectif, nous allons proposer une étude comparative entre l'antenne antipodale TWA et les deux réseaux d'antennes (1x2) et (1x4) :

La figure suivante nous permet d'effectuer une comparaison entre les différents diagrammes de rayonnements obtenus et qui sont associés aux éléments qui vont être mise en comparaison.



**Figure. III.31.** Diagrammes de rayonnements pour les trois configurations .

Lorsqu'on compare les trois diagrammes de rayonnements, nous constatons que le rayonnement est maximale selon le plan ( $\theta = 90^\circ$ ), ce qui marque bien sur une grande augmentation au niveau de la directivité et le gain.

Donc on est arrivé à prouver grâce à logiciel CST ce qui est déjà annoncé en théorie que l'augmentation du nombre d'antennes participe à l'obtention d'un gain qui est vraiment intéressant.



### III.9.Conclusion

Ce chapitre a été exclusivement réservé à la conception et la simulation d'un réseau d'antennes TWA à la base de la technologie SIW opérant en bande C dans la gamme de fréquence de 4 à 8 GHz.

Nous avons en premier lieux conçu une antenne TWA d'une géométrie triangulaire , par la suite nous avons proposé une autre géométrie avec une optimisation dont le but d'améliorer la performance , la troisième étape de la conception concerne un développement d'un réseau d'antennes TWA avec un diviseur de puissance de  $1 \times 4$  à  $1 \times 8$ . L'importance de mettre ces antennes en réseaux d'antennes avec différentes structures de diviseurs de puissance SIW a pour objectif d'augmenter le gain et d'obtenir un rayonnement longitudinal. Dans un second temps nous avons cherché les caractéristiques de ces réseaux par la simulation sous CST. D'après les résultats que nous avons obtenus, nous pouvons conclure qu'il y a un bon accord entre les résultats obtenus.

## ***Conclusion Générale***

L'objectif de notre projet de fin d'étude est de concevoir des réseaux d'antenne de type TWA à base de la technologie SIW à haut gain.

Dans le cadre des travaux, nous avons commencé par des généralités sur la technologie volumique, planaire et SIW ainsi que les antennes, Tout ce qui est valable pour la technologie guidée et la technologie planaire a été par la suite projeté dans la technologie SIW et les antennes, c'est l'objet de premier chapitre.

Ensuite nous avons consacré un deuxième chapitre à la présentation des résultats de simulation en utilisant le logiciel commercial CST MICROWAVE STUDIO qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans les bandes C et S.

Enfin le troisième chapitre constitue le cœur du travail réalisé. Il est consacré à la réalisation et la conception d'un réseau d'antenne. A partir d'un réseau donné on a varié l'orientation privilégiée du gain en jouant sur les alimentations des divers éléments, plus N augmente plus les systèmes d'alimentation deviennent complexes.

Les résultats obtenus s'avèrent très intéressants (bande passante et adaptation) et montrent l'intérêt de l'utilisation des antennes TWA pour des applications de communications et dans le domaine aéronautique.

En conclusion nous pouvons dire que nous avons aboutis à des résultats convaincants avec un gain élevé.

# *Bibliographie*

- [1] Odile Picon et coll. Préface de Maurice Bellanger, « Les antennes Théorie, conception et applications » technique et ingénierie, Série EEA.
- [2] Jean-Philippe Muller « Les antennes » Physique appliquée,.
- [3] Pr.A.LATIF: Docteur en Télécommunication. « Antennes », Dept TELECOM et RESEAUX, ENSA, Marrakech.
- [4] Alexandre Boyer, « ANTENNES», INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE, 5ème Année Réseau et Télécom, pp 15-22.
- [5] Guillaume VILLEMAUD-Cours d'Antennes pp. 70- 86.
- [6] Abderrahmane Agouzoul; " Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique à 60 GHZ pour les applications souterraines"; Mémoire présenté pour obtenir le diplôme de Magister en ingénierie, Université du Québec, Aout 2013.
- [7] GAHA, H; CHOUBANI, F; DAVID, J; BOUALLEGUE, A: Trapezoidal Curves in Wideband Patch Antenna Design. 2nd IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, ICCSC'04 - Moscow, Russia June 30-July 2, 2004.
- [8] B. Amana et J.L. Lemaire, " Propagation d'Ondes EM dans un guide à section rectangulaire", Licence de Physique - Univ. de Cergy-Pontoise.
- [9] Gabriel Cormier, Ph. D., ing. « Guides d'onde » Université de Moncton. Automne 2010, GELE5223\_Chapitre2.
- [10] Kdrouci et Boughazi. "Conception, simulation et la réalisation d'un guide d'onde circulaire en bande X ", Université de Tlemcen, Mai 2014.
- [11] P. F. Combes, « Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes», Dunod, 1997, 2-10-002753-0.
- [12] [Document Web]. Propagation guidée des ondes électromagnétiques. Adresse Web:[http://alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM guidées](http://alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM_guidées), pp.30. PDF (11 mars 2014).
- [13] : Issa,H. Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS –APPLICATION à la synthèse de filtres , 13 November 2009.
- [14] Gabriel Cormier, Ph.D., ing . GELE5222 Chapitre 1 : propagation d'ondes . Université de Mancton , hiver 2012.page 3.
- [15] Publié par H . Chapitre 7,Elements passif hyperfréquences –CEL en 2006.

- [16] Frank Gustrau . RF and Microwave Engineering: Fundamentals of Wireless Communications, Microstrip Line, 4.3 Microstrip Line. 4.4. Stripline .
- [17] (Pour impédance) Microstrip Width Calculator –everything RF .
- [18] (Pour pertes) Rashmi Pathak . C HARACTERIZING LOSSES IN MICROSTRIP TRANSMISSION LINES , Master of Science ( Electrical and Computer Engineering ) at the University of WISCONSIN-MADISON, Summer 2005 .
- [19] Wen, Cheng P. (December 1969). "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications". IEEE Trans. Microw. Theory Tech. MTT-17: 1087–1090.
- [20] Stefan Jahn . Coplanar waveguides (CPW) generated on 2007-12-30 using [latex2html](#) .
- [21] Yannick ROELENS. Etude et caractérisations microondes en basses températures de résonateurs coplanaires supraconducteurs et de transistors en vue de réaliser des dispositifs micro-électroniques , Pour obtention le titre de DOCTEUR DE L'UNIVERSITE , en Electronique .
- [22] site web : <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/stripline> .
- [23] site web :  
[https://www.qsl.net/va3iul/Microstrip\\_Stripline\\_CPW\\_Design/Microstrip\\_Stripline\\_and\\_CPW\\_Design.pdf](https://www.qsl.net/va3iul/Microstrip_Stripline_CPW_Design/Microstrip_Stripline_and_CPW_Design.pdf).
- [24] Tarek Djerafi\*, Ali Doghri and Ke Wu . Substrate Integrated Waveguide Antennas , Poly-Grames Research Center, École Polytechnique de Montréal, Montreal, QC, Canada , January 2015.
- [25] Frederic Parment . High performance multilayer Substrate Integrated Waveguide (SIW) technics for low-cost millimeter-wave circuits , thèse de doctorat en OPTIQUE ET RADIOFREQUENCES ,Grenoble .page 50 .
- [26] site web : [https://pmb.univ-saida.dz/butecopac/doc\\_num.php?explnum\\_id=650](https://pmb.univ-saida.dz/butecopac/doc_num.php?explnum_id=650) .
- [27] Ahmad Ismail Alhzzoury. Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunications , thèse de doctorat en spécialité Micro-Ondes Electromagnétisme et Optoélectronique (MEMO) ,à l’université de Toulouse .
- [28] Researchgate . Substrate Integrated wave guide Antennas.
- [29] Site web: <http://www.radartutorial.eu/17.bauteile/bt14.fr.html> .
- [30] Fabrizio Frezza . Introduction to traveling wave – antenas , april 18, 2008.
- [31] [site web : https://ieeexplore.ieee.org/document/1138895/](https://ieeexplore.ieee.org/document/1138895/) .
- [32-33] Abedelaziz Said . antena theory -traveling wave antena , Aizenberg, G. Z.

Antenny ul'trakorotkikh voln [part 1]. Moscow, 1957. G. Z. AIZENBERG and O. N. TERES HIN.

[34] Jan Machac ,Peter Lorenz, Mustafa Saglam , Cao –Tri Bui ,Wilhelm Kraemer . A Substrate Integrated Waveguide Leaky Wave Antenna Radiating From a Slot in the Broad Wall .

[35] Site internet : <https://www.cst.com/products/csts2>.

[36] [https://www.youtube.com/channel/UCnHq4U31p6Rkh\\_4RlwzlhRQ](https://www.youtube.com/channel/UCnHq4U31p6Rkh_4RlwzlhRQ)

[37] Ludovic FOURNEAUD. « Caractérisation et modélisation des performances hautes fréquences des réseaux d'interconnexions de circuits avancés 3D : Application à la réalisation d'imageurs de nouvelle génération ». Thèse Pour obtenir le grade de Doctorat. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT : 2012GRENT071.tel-00819827.

[38] site web : [https://fr.wikipedia.org/wiki/Bande\\_C](https://fr.wikipedia.org/wiki/Bande_C).

[39] site web : [https://fr.wikipedia.org/wiki/Bande\\_S](https://fr.wikipedia.org/wiki/Bande_S).

[40] Site internet du CNES : <https://www.cnes.fr/web/CNES-fr/487-technologies-daujourd'hui.php>.

[41] A. Suntives, R. Abhari “Transition Structures for 3-D Integration of Substrate.Integrated Waveguide Interconnects”, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Vol.17, No. 10, pp.697-699,2007.

[42] Dominic Deslandes and Ke Wu, “Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar Form”, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2001,pp.68-70.

[43] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010, pp. 704-707.

[44] Doucha, S. and M. Abri, “New design of leaky wave antenna based on SIW technology for beam steering,” International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol. 5, No. 5, 73, Sep. 2013.

## ***Résumé***

Afin de répondre aux besoins croissants de communication pour les systèmes hyperfréquences, il est nécessaire d'introduire des antennes de taille compacte et à gain élevé.

C'est dans ce contexte que nous présentons une antenne TWA alimentée par la technologie SIW transformée en réseau d'antenne alimenté avec un diviseur de puissance, dont l'objectif de concevoir et simuler, à l'aide du logiciel de Simulation Microwave studio, les performances de ce réseau d'antenne dans la bande C, en effet, nous comparons les résultats et les gains obtenus et nous effectuons une comparaison entre les différents types d'alimentation.

### **Mots clé :**

Réseaux d'antenne TWA, technologie SIW, CST Microwave studio, gain élevé.

## **Abstract**

In order to meet growing needs of communication for hyperfrequency systems, it is necessary to introduce antennas with compact size and high gain.

It is in this context that we present a TWA antenna powered by SIW technology transformed into antenna arrays fed with a power divider, whose objective to design and simulate, by using the Microwave studio simulation software, the performance of this antenna arrays in the c band, indeed, we compare the results and the gains obtained and we make a comparison between different types of power supply.

### **Keywords:**

Networks of TWA antennas, SIW technology, CST Microwave Studio, Height gain.

## **ملخص**

من أجل تلبية الاحتياجات المتزايدة للاتصالات بالنسبة لأنظمة الميكروويف ، من الضروري إدخال هوائيات مدمجة وعالية الكسب.

في هذا السياق ، نقدم الهوائي TWA المدعوم بتقنية SIW و الذي سيتحول إلى شبكة هوائي يتم تغذيته بمقسم قدرة ، هدفه تصميم ومحاكاة أداء شبكة الهوائي هذه في النطاق C ، باستخدام برنامج محاكاة استوديو الميكروويف ، كما سوف نقوم بمقارنة النتائج والمكاسب التي تم الحصول عليها ونجري مقارنة بين أنواع مختلفة من إمدادات الطاقة.

الكلمات الرئيسية :

شبكات الهوائي TWA ,تكنولوجيا SIW ,برنامج استوديو الميكروويف CST , الكسب العالي .